



UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA
FACULTAD DE INGENIERÍA



Diseño, construcción e implementación final de una fuente auxiliar para el laboratorio de máquinas eléctricas

MEMORIA DE PROYECTO PRESENTADA A LA FACULTAD DE INGENIERÍA DE
LA UNIVERSIDAD DE LA REPÚBLICA POR

Valentina Alba, Nicole Cabot

EN CUMPLIMIENTO PARCIAL DE LOS REQUERIMIENTOS
PARA LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA.

TUTORES

César Briozzo Universidad de la República
Isabel Briozzo Universidad de la República

TRIBUNAL

Gonzalo Casaravilla Universidad de la República
Virginia Echinope Universidad de la República
Andrés Seré Universidad de la República
Pablo Toscano Universidad de la República

Montevideo
lunes 28 junio, 2021

Diseño, construcción e implementación final de una fuente auxiliar para el laboratorio de máquinas eléctricas, Valentina Alba, Nicole Cabot.

Esta tesis fue preparada en L^AT_EX usando la clase iietesis (v1.1).

Contiene un total de 179 páginas.

Compilada el lunes 28 junio, 2021.

<http://iie.fing.edu.uy/>

“Ever since the dawn of civilisation, people have craved for an understanding of the underlying order of the world. There ought to be something very special about the boundary conditions of the Universe, and what can be more special than that there is no boundary. And there should be no boundary to human endeavour.”

STEPHEN HAWKING

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Agradecimientos

A César e Isabel por estar siempre presentes a lo largo del proyecto a pesar de la situación extraordinaria de llevar a cabo un trabajo de estas características en medio de una pandemia. Por siempre evacuar todas nuestras dudas con buena disponibilidad y actitud. A César por brindarnos consejos a partir de su experiencia personal debido a su larga trayectoria y siempre estar disponible para ayudarnos ya sea vía telefónica o presencial, protocolo mediante. A Isabel por ser tutora, compañera, psicóloga y tercer integrante. Por todo su apoyo y por haber estado en los momentos más difíciles del proyecto, en nuestras crisis de ansiedad y cortocircuitos.

A Pablo Toscano por ser nuestro acompañante de laboratorio en momentos donde no había nadie más en todo el instituto. Agradecemos su disposición a ayudarnos a pesar de que no fuese su responsabilidad.

A Andrés Seré por habernos ayudado en temas de programación del *Arduino*, brindándonos soluciones certeras a problemáticas que surgían a partir de nuestro desconocimiento inicial de la placa.

Al personal del taller, Sergio y Roberto, por haber colaborado en el montaje de los componentes de la estructura, brindándonos consejos a partir de su experiencia. Por su buena disposición a concurrir a la facultad cuando así lo era necesario.

A Rafael Canetti por su útil, rápida y eficaz colaboración en los problemas relacionados con el control del dispositivo. Por su buena disposición y paciencia a la hora de responder consultas.

Al CAS y al Departamento de Potencia de la Facultad por proveer financiamiento para la compra de componentes y materiales necesarios para la construcción de la fuente.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

A Pierre y Susana.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Resumen

El presente proyecto consiste en la elaboración de un convertidor rectificador de corriente con dos salidas de continua de [300 V, 7 A] y [300 V, 20 A] , para uso estudiantil en la Facultad de Ingeniería de la Universidad de la República (UdelaR).

El equipo se divide en una sección de potencia y otra de señal. El bloque de potencia consiste en un transformador de potencia, puente de tiristores y un filtro LC encargado de filtrar las altas frecuencias. El bloque de señal involucra varios sub-bloques para poder llevar adelante el control en lazo abierto y cerrado del dispositivo. En este bloque se tienen los circuitos de sincronismo (generan pulsos a partir de las ondas sinusoidales de la red), circuito de disparo (brinda la corriente necesaria para encender los tiristores), Arduino de Disparo (contiene la programación necesaria para generar las señales de disparo), medida de tensión y corriente (adquieren el estado de las variables a la salida del puente) y control (implementado a partir de una placa programable Arduino [1]). El circuito de control recibe los datos obtenidos a partir de los circuitos de medida de tensión y corriente e ingreso del usuario y genera señales que le indican al disparo cuándo actuar.

A lo largo del documento se detallan el diseño de todos los circuitos y el montaje todos los elementos en la estructura. Se fundamentan las elecciones de cada componente y sus características. Por otro lado, se explican los códigos implementados en el Arduino para el control y generación de disparos de los tiristores. Además, se comentan otros aspectos como los requerimientos del cliente, instancias con personal de la facultad para el armado de la estructura, problemáticas a lo largo del proyecto y presupuestos.

En el transcurso del proyecto, se realizan varios ensayos para testear que el trabajo realizado respondiese de forma adecuada según lo deseado. Se ensaya el transformador de potencia, cada circuito por separado, varios circuitos en cadena y por último, el rectificador en lazo abierto y en lazo cerrado.

Se culmina con la fuente de [300 V, 7 A] y los componentes y diseños para la fuente de [300 V, 20 A]. Se concluye un funcionamiento adecuado pero con lugar a mejoras en cuanto a la estabilidad y seguridad del dispositivo.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Prefacio

El presente proyecto de fin de carrera es uno de los requerimientos para la culminación de los estudios de grado de las autoras. En él se expresa el trabajo manifestado a través del diseño, ensayo y prueba del dispositivo descrito a lo largo de más de un año. Por lo tanto, este documento refleja el trabajo realizado por ambas estudiantes en forma de producción escrita del dispositivo elaborado.

El laboratorio de Máquinas Eléctricas de la Facultad de Ingeniería UdelaR tiene la necesidad de contar con una fuente de alimentación de continua para la excitación de motores. Como consecuencia, se debe resaltar que el diseño del dispositivo se orienta a las características y necesidades del laboratorio.

El producto final involucra el conocimiento más a fondo de la electrónica y electrónica de potencia, resultado de implementar un dispositivo físico y todas las no idealidades que conlleva. A su vez implica el diseño y construcción de circuitos impresos, la programación en una placa programable, la simulación y establecimiento de un control que modela todas las variables y el montaje de cada subsistema dentro de una estructura dada. Todos estos aspectos son lo que enriquecen a este proyecto y nos han generado un gran aporte para nuestras carreras.

Las autoras.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Tabla de contenidos

Agradecimientos	III
Resumen	VII
Prefacio	IX
1. Introducción	1
2. Descripción General del Dispositivo	5
2.1. Teoría de Funcionamiento	5
2.1.1. Puente de tiristores	8
2.1.2. Puente de Tiristores con Carga Resistiva	12
2.1.3. Puente de Tiristores con Carga L-E	12
2.2. Transferencia Estática	15
2.3. Transferencia Dinámica	15
2.4. Apagado de los tiristores	16
3. Relación entre Bloques	19
3.1. Diagrama general de los bloques	19
3.1.1. Arduino de Control	19
3.1.2. Arduino de Disparo	19
3.1.3. Circuito de Disparo	22
4. Bloque de Potencia	25
4.1. Transformador de Potencia	25
4.2. Tiristor	26
4.3. Filtro L-C	26
4.4. Conductores	27
4.5. Cálculo de Disipadores para los Tiristores	28
4.5.1. Cálculo Teórico	28
4.5.2. Cálculo Práctico	29
4.6. Interruptor Trifásico	30
4.7. Fusibles y Porta-fusibles	31
5. Bloque de Disparo	33
5.1. Funcionamiento del Circuito	33
5.2. Diseño del Circuito	33
5.2.1. Primer Diseño	33
5.2.2. Diseño Final	37
5.3. Diseño del PCB	39

Tabla de contenidos

5.4.	Fuentes de Alimentación DC	41
5.4.1.	Ensayo Fuentes de 5 V	41
6.	Bloque de Sincronismo	43
6.1.	Funcionamiento del Circuito	43
6.2.	Diseño del Circuito	44
6.2.1.	Tensión de Salida	45
6.3.	Diseño del PCB	46
6.4.	Prueba del Transformador de Potencia y Transformadores de Sincronismo	48
6.4.1.	Transformadores de Sincronismo	48
6.4.2.	Prueba de ambos Transformadores	48
6.4.3.	Conexionados de fases	50
7.	Bloque de Medida	51
7.1.	Medida de Tensión	51
7.1.1.	Funcionamiento del circuito	51
7.1.2.	Diseño del Circuito	51
7.1.3.	Diseño de PCB	54
7.2.	Medida de Corriente	56
7.2.1.	Funcionamiento del Circuito	56
7.2.2.	Diseño del Circuito	56
7.2.3.	Diseño del PCB	58
7.3.	Ensayos de los Circuitos	60
7.3.1.	Fuente 7 A	60
7.3.2.	Saturación	62
8.	Bloque de Control	65
8.1.	Control del Dispositivo	66
8.1.1.	Control en Tiempo Continuo	66
8.1.2.	Control en Tiempo Discreto	71
8.1.3.	Código del controlador de corriente junto al de tensión	79
8.2.	Generación de los Disparos de los Tiristores	81
8.2.1.	Arranque Inicial Lento de los Condensadores de Potencia	82
9.	Montaje General	83
9.1.	Planificación y Diseño de la Estructura	83
9.1.1.	Primer Diseño	84
9.1.2.	Requerimientos del Cliente	85
9.2.	Problemas a resolver a lo largo del Montaje	86
9.3.	Instancias con el Taller	89
9.4.	Listado de Componentes	89
9.5.	Relativo a los Conductores	89
9.5.1.	Conductores para la Señal	90
9.5.2.	Nomenclatura del Cableado	90
9.5.3.	Terminales	90

10. Puesta en Marcha del Dispositivo	91
10.1. Modelos de los instrumentos de medida utilizados	91
10.2. Ensayos en Lazo Abierto	91
10.2.1. Sin Filtro	91
10.2.2. Con Filtro	92
10.3. Ensayos en Lazo Cerrado	95
10.3.1. Control de Voltaje	95
10.3.2. Control de Corriente	98
10.3.3. Control de Voltaje y Corriente	100
10.3.4. Conclusiones de los Ensayos	111
11. Conclusiones	113
A. Apéndice	115
A.1. Tablas de Datos de los Circuitos de Medida	115
A.1.1. Ensayo de los Circuitos de Medida de Tensión y Corriente	115
A.1.2. Ensayo de Saturación en los Circuitos de Medida	116
A.2. Códigos	117
A.2.1. Código del Control de Voltaje	117
A.2.2. Código del Control de Voltaje y Corriente	120
A.2.3. Código de Disparo de los Tiristores junto a la Carga Lenta de los Conden- sadores	126
A.3. Datasheets	133
A.4. Nomenclatura y planos de la estructura	148
Índice de tablas	156
Índice de figuras	158

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 1

Introducción

El diseño del trabajo se basa en la construcción de una fuente de corriente continua para, entre otras aplicaciones, alimentar de forma controlada los bobinados de excitación de máquinas síncronas y máquinas de corriente continua de la Facultad de Ingeniería. La fuente TME (Taller de Máquinas Eléctricas) está constituida internamente por dos fuentes DC de salidas independientes. La primera posee un rango de voltaje de salida [0 V, 300 V] y de corriente [0 A, 7 A], mientras que la segunda con rangos de [0 V, 300 V] y [0 A, 20 A].

Se parte de la base que ya se cuenta con algunos diseños y componentes, ya que este dispositivo fue comenzado por otro grupo de proyecto de fin de carrera en años anteriores [2] y luego fue brevemente continuado por docentes del Instituto de Ingeniería Eléctrica (IIE). De todas formas, el trabajo requerido para finalizar la fuente es consistente con lo necesario para que sea un proyecto de fin de carrera. Como consecuencia, se cuenta con el diseño de una parte de los componentes de la sección de potencia de la fuente, el diseño preliminar de algunos circuitos auxiliares, como por ejemplo los circuitos de medida de tensión y corriente, y la estructura metálica donde se instala la máquina junto con sus componentes de potencia diseñados.

La fuente cuenta con dos salidas de continua por lo que se debe destacar que, si bien se trabaja con un diseño genérico, se deben ajustar los parámetros para cada una. Se busca que el dispositivo sea robusto, con protecciones adecuadas y que contenga una interfaz fuente-usuario de fácil manejo, sin necesitar previo conocimiento del *hardware* para esto. Además, el dispositivo debe contar con un sistema de protección contra sobrecargas y cortocircuitos, y con un diseño térmico y mecánico tal que se permita la manipulación segura por docentes y estudiantes.

Capítulo 1. Introducción

En la figura 1.1 se muestra un esquema básico de los bloques con los que cuenta cada fuente:

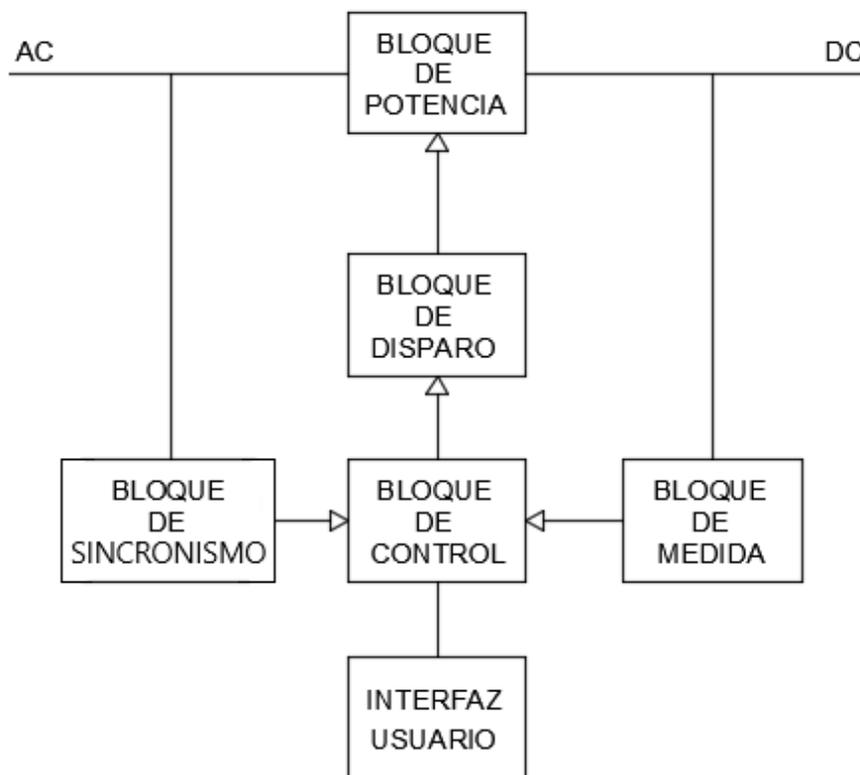


Figura 1.1: Diagrama de bloques de Fuente TME.

Seguidamente se presenta un adelanto de cada uno de los siguientes capítulos (del 2 al 11) y temas que se abarcan a lo largo de esta tesis:

En el capítulo 2 (Teoría de Funcionamiento) se describe el funcionamiento de un rectificador, primero con diodos, y luego con tiristores. Se presentan las formas de onda involucradas, el ángulo de disparo α y las expresiones de las tensiones medias de salida. Además, se plantean las transferencias estática y dinámica de un rectificador.

En el capítulo 3 (Relación entre Bloques) se presenta un diagrama general de todo el dispositivo, donde se explican las entradas y salidas de cada bloque y cómo se relacionan entre sí.

El capítulo 4 (Bloque de Potencia) refiere al circuito principal de la fuente y en el cual se realiza el pasaje de corriente alterna a corriente continua. El mismo está compuesto por un transformador con dos secundarios (uno para cada fuente) seguido por el rectificador seis pulsos - dos vías junto a un filtro LC para obtener la componente de continua a la salida y eliminar los armónicos generados por la configuración. Como se expresa anteriormente, desde el inicio se cuenta con los componentes físicos de gran parte de este bloque.

En el capítulo 5 (Bloque de Disparo) se describe el Circuito de Disparo. Este es un circuito electrónico independiente capaz de entregar la corriente necesaria para poder prender el tiristor.

Además, es el intermediario entre la lógica programada en el *Arduino* de Disparo y el bloque de potencia, ya que este *Arduino* es quien decide el momento adecuado para encender el componente y cuándo es necesario su apagado.

El capítulo 6 (Bloque de Sincronismo) describe el Circuito de Sincronismo, el cual tiene como objetivo obtener una copia de la tensión de la alimentación de alterna para detectar los cruces por cero y que esta pueda ser una señal digital interpretable por el *Arduino*. Se trata de tres transformadores monofásicos reductores junto a una serie de comparadores.

El capítulo 7 (Bloque de Medida) describe dos circuitos de medida de tensión y corriente y su adaptación para conectarse al *Arduino*. Su principal objetivo es el envío de la información del estado de la salida al bloque de control.

El capítulo 8 (Bloque de Control) concentra todo lo que refiere al control del dispositivo, su estabilidad y vínculo con el sistema externo. El mismo se analiza en dos etapas: una primera etapa donde se abarca el análisis de la estabilidad y la respuesta al escalón, y una segunda referida a la interacción de este bloque con el circuito de disparo. El control del dispositivo involucra un control en tiempo discreto programado en una lógica de tipo *Arduino* partiendo de un análisis en tiempo continuo.

En el capítulo 9 (Montaje General) se detalla todo lo involucrado al montaje de la fuente. Debido a que el proyecto conlleva la construcción física de un dispositivo, es necesario describir los pasos que se llevan a cabo para finalizar su construcción. También se plantean los problemas que aparecen a lo largo del proyecto relacionadas al capítulo y las soluciones planteadas. Por último se indica todo lo referido a la nomenclatura utilizada en el cableado de la fuente.

En el capítulo 10 (Puesta en Marcha) se explican los ensayos realizados al dispositivo una vez terminado todo el montaje y conexionado. Se presentan los ensayos y problemas para el lazo abierto y lazo cerrado, tanto para el control por tensión como para el control por corriente.

En el capítulo 11 (Conclusiones) se detallan las conclusiones del proyecto, el cumplimiento de los objetivos, posibles mejoras al diseño y futuros agregados.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 2

Descripción General del Dispositivo

En este capítulo se presenta de forma detallada el funcionamiento de un rectificador conmutado por la red. Por simplicidad, primero se explica la configuración con diodos y luego con tiristores, ambos ideales. Por último, se presentan las ecuaciones que rigen el comportamiento del rectificador y la transferencia estática y dinámica.

2.1. Teoría de Funcionamiento

Un diodo ideal es un semiconductor que permite circular la corriente en un solo sentido (ánodo - cátodo). En su etapa de conducción, la tensión U_{AK} es nula. De lo contrario, si la tensión $U_{AK} < 0$ se encuentra en estado de bloqueo y no conduce. En la figura 2.1 se muestra al diodo y su curva característica:

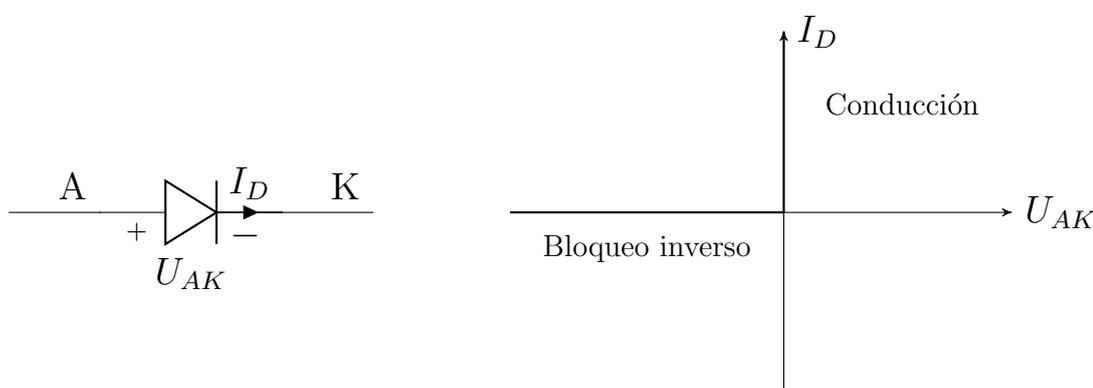


Figura 2.1: Polaridad y curva característica ideal del diodo.

Un puente de diodos consta de la siguiente configuración: tres pares de diodos en paralelo alimentados de la red trifásica a través de un transformador, donde se conectan entre sí los tres cátodos de los diodos superiores y los tres ánodos de los diodos inferiores. La figura 2.2 muestra el esquema de lo expresado. La carga presentada es una fuente de corriente continua para que la corriente sea siempre positiva en el sentido de la figura.

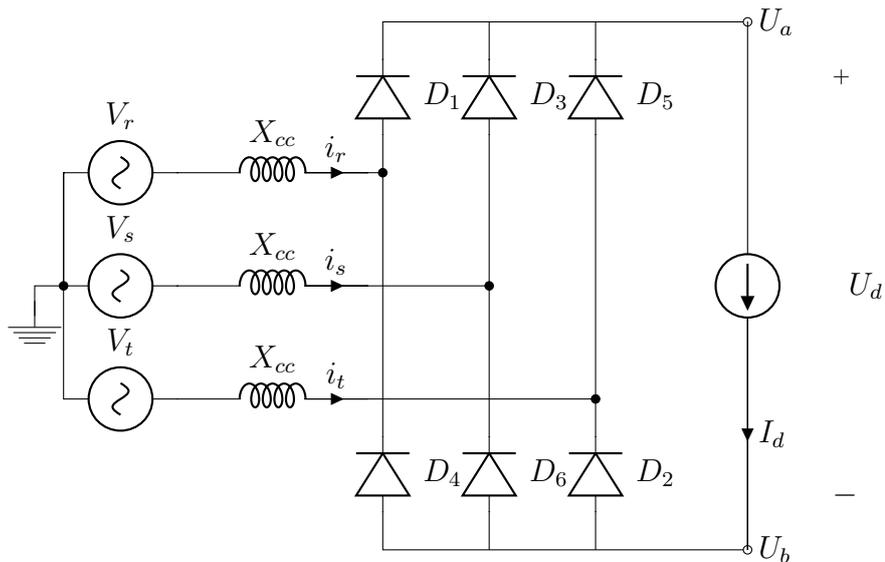


Figura 2.2: Puente de diodos.

El puente se alimenta de un sistema de tensiones trifásico y equilibrado a través de un transformador. Se considera como hipótesis que las fases son sinusoidales puras, los componentes son ideales y la fuente de corriente es ideal y de valor I_d constante.

Primero se centra el análisis en los tres diodos superiores. Cuando el módulo de la tensión de la fase R es mayor que las otras dos fases (S y T), se supone que conduce el diodo 1: en esta situación los diodos 3 y 5 se encuentran bloqueados con $U_{AK} < 0$, lo cual verifica el estado de conducción del diodo 1. Si se sigue el mismo razonamiento con la fase S, se llega a que conduce el diodo 3 y con la fase T, el diodo 5. Lo mismo ocurre con los diodos inferiores pero la conducción se da con la fase que tiene mayor valor absoluto pero valor negativo. Se parte de la idea que siempre un diodo superior y otro inferior deben estar conduciendo pues la carga es una fuente de corriente ideal.

En la figura 2.3 se observan las formas de onda de las tres fases, los instantes de conmutación natural de cada diodo (el momento en que U_{AK} se hace positiva) y los valores de las tensiones U_a y U_b , mientras que en la figura 2.4 la tensión de salida $U_d = U_a - U_b$.

2.1. Teoría de Funcionamiento

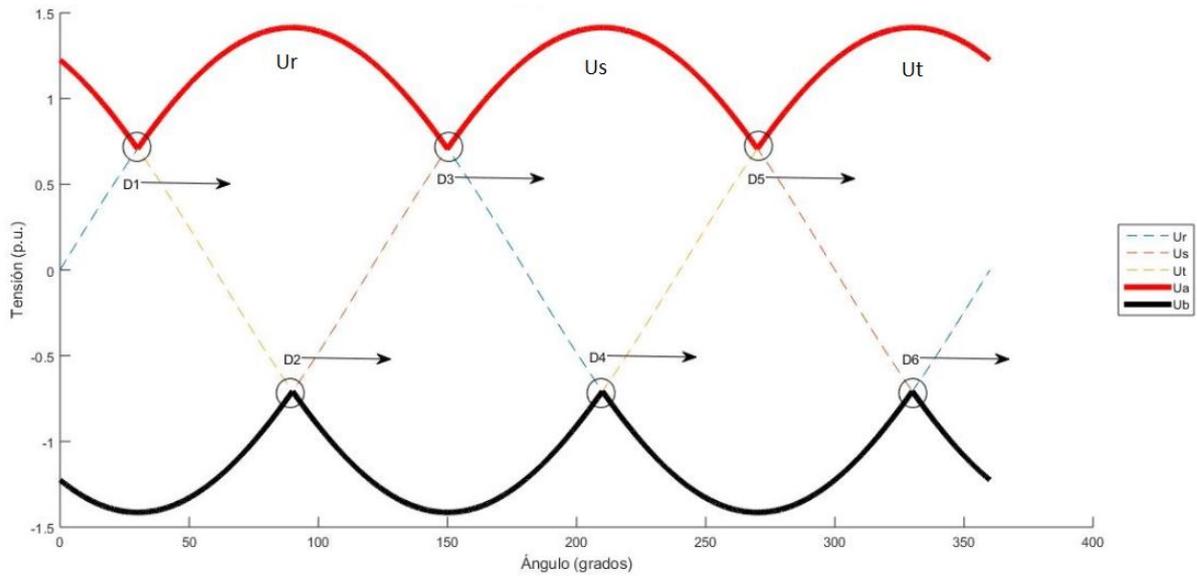


Figura 2.3: Tensiones de fase y tensiones U_a y U_b .

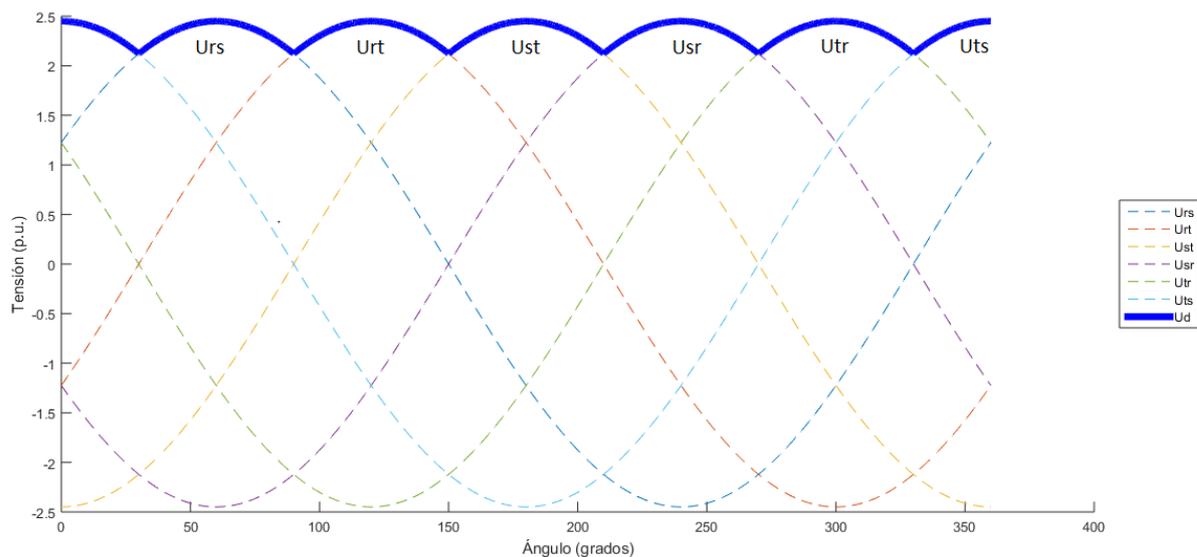


Figura 2.4: Tensiones compuestas y tensión de salida U_d .

En la figura 2.4, se muestra la salida correspondiente a una onda periódica con $f = 6f_{red}$, donde f_{red} es 50 Hz. Teniendo en cuenta lo anterior, la ecuación 2.1 presenta el cálculo de la tensión media de salida, donde U es el valor rms de la tensión de red:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{2}U \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{2}U}{\pi} \quad (2.1)$$

Para el cálculo de la integral 2.1 se toma como referencia el gráfico 2.5 para indicar los límites de integración y el origen de coordenadas.

En este caso particular, las conmutaciones entre los diodos ocurren de forma natural. Este aspecto no se cumple con el componente que realmente se implementa en el puente: el tiristor.

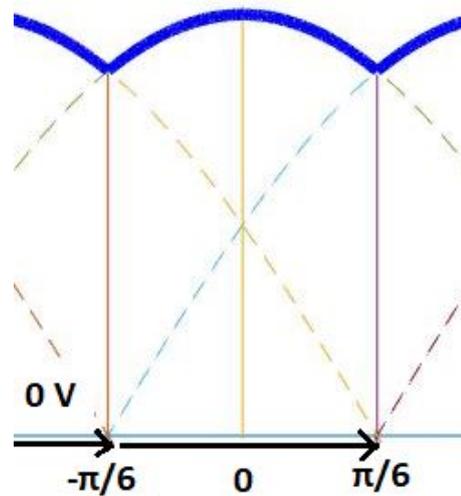


Figura 2.5: Gráfico del cálculo de la integral.

Tiristor ideal

El tiristor ideal tiene un funcionamiento muy similar al diodo ideal. Para $U_{AK} < 0$ el tiristor se encuentra en zona de bloqueo inverso y para $U_{AK} > 0$ en zona de bloqueo directo. Solamente entra en conducción cuando $U_{AK} > 0$ y además, se aplica una corriente I_G entre el *gate* y el cátodo lo suficientemente grande como para prenderlo (corriente mínima especificada en *datasheets*). En conducción, la tensión $U_{AK} = 0$. Las figuras 2.6 y 2.7 muestran al tiristor, su curva característica y el puente correspondiente:

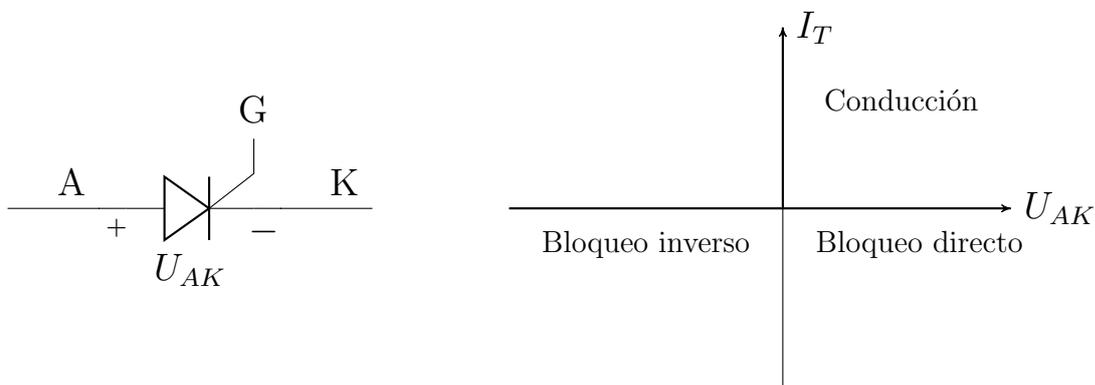


Figura 2.6: Polaridad y curva característica del tiristor ideal [3].

2.1.1. Puente de tiristores

Un puente de tiristores presenta la misma configuración que el de diodos. A continuación se estudia el mismo esquema que el anterior pero con este componente.

Se supone que conducen T_5 y T_6 . Cuando $U_R > U_T$, T_1 pasa a tener $U_{AK} > 0$. Si fuese un diodo comenzaría a conducir en ese instante, pero el tiristor requiere, además, un pulso de corriente por el *gate*. Por lo tanto, sigue conduciendo T_5 . En esta situación, T_1 se encuentra en estado de bloqueo directo.

2.1. Teoría de Funcionamiento

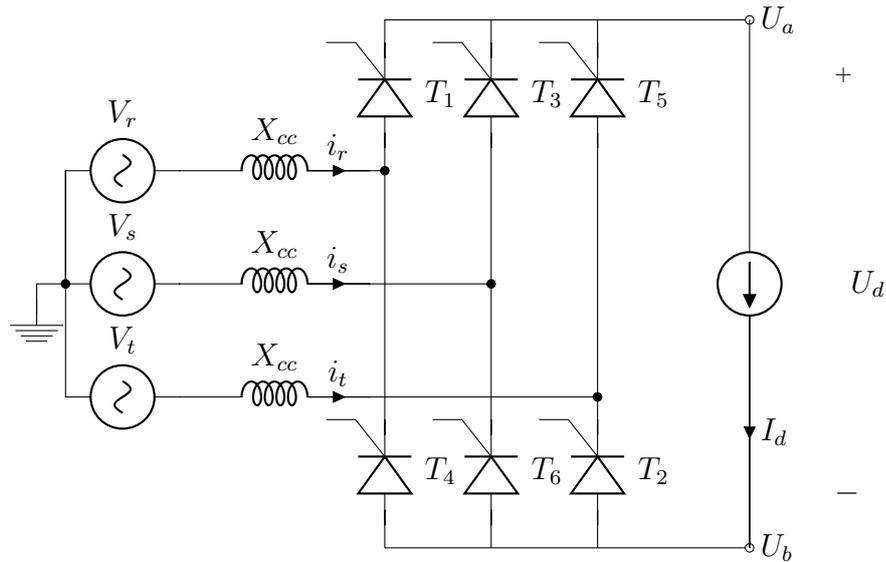


Figura 2.7: Puente de tiristores.

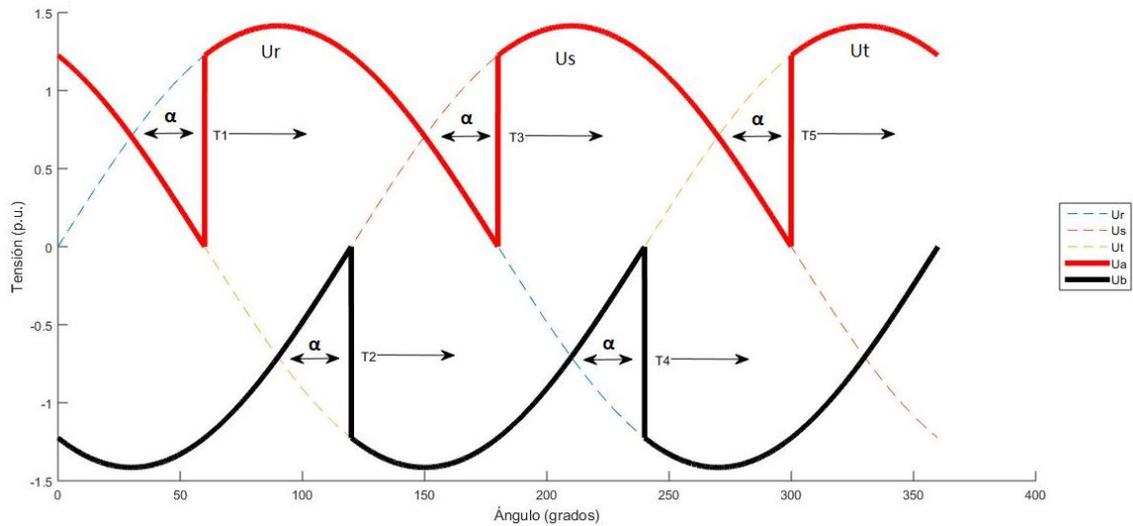


Figura 2.8: Tensiones de fase y tensiones U_a y U_b .

Un tiempo después, se impone un pulso de corriente por el *gate* lo suficientemente grande como para prenderlo. En esta situación, $U_R > U_T$ por lo que comienza a conducir el tiristor T_1 y en consecuencia, el T_5 queda en estado de bloqueo inverso.

El ángulo de disparo α se define como el ángulo entre el instante de conmutación natural y el instante en que efectivamente comienza a conducir el tiristor una vez que se le envió un pulso de corriente en el *gate*.

En las figuras 2.8 y 2.9 se muestra el proceso descrito anteriormente tanto para el T_1 como para el resto de los tiristores y la correspondiente tensión de salida del puente para $\alpha = 30^\circ$.

La ecuación 2.2 presenta el cálculo de la tensión media de salida considerando X_{cc} nula:

Capítulo 2. Descripción General del Dispositivo

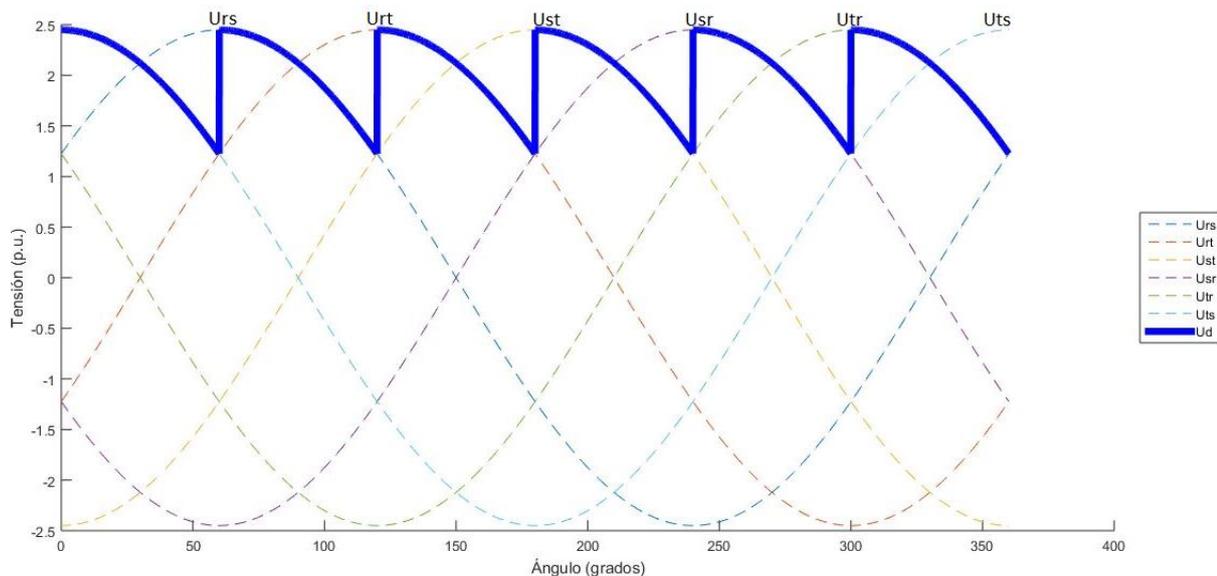


Figura 2.9: Tensiones compuestas y tensión de salida U_d .

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2}U \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{2}U \cos \alpha}{\pi} \quad (2.2)$$

Al considerar las reactancias de cortocircuito, existe el fenómeno de conmutación, es decir, no existe un pasaje instantáneo entre la no conducción y conducción del tiristor una vez disparado el mismo.

El término X_{CC} refiere a la impedancia de *Thevenin* de la red de la que se alimenta el rectificador, lo que incluye a la reactancia de fugas del transformador. Considerando la presencia de las inductancias de fuga del transformador ($L_{cc} > 0$), la expresión queda de la siguiente forma:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}U \cos \alpha}{\pi} - \frac{3X_{CC}I_d}{\pi} \quad (2.3)$$

Las figuras 2.10 y 2.11 presentan las tensiones U_a y U_b y la tensión de salida U_d considerando un ángulo de disparo de 20° y un ángulo de conmutación μ de 10° .

Además si se considera la resistencia R que involucra toda la trayectoria de la I_d por los tiristores, conductores y bobinados del transformador, la expresión es la siguiente:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}U \cos \alpha}{\pi} - \frac{3(X_{CC})I_d}{\pi} - RI_d \quad (2.4)$$

No idealidades pertinentes

Como todo semiconductor, su estructura provoca no idealidades en su manejo.

Los tiristores no ideales poseen $U_{AK} = V_t \neq 0$ en conducción, por lo cual, considerando además las resistencias en los conductores y la reactancia X_{CC} se tiene la siguiente tensión media de salida del puente:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}U \cos \alpha}{\pi} - \frac{3(X_{CC})I_d}{\pi} - RI_d - 2V_t \quad (2.5)$$

2.1. Teoría de Funcionamiento

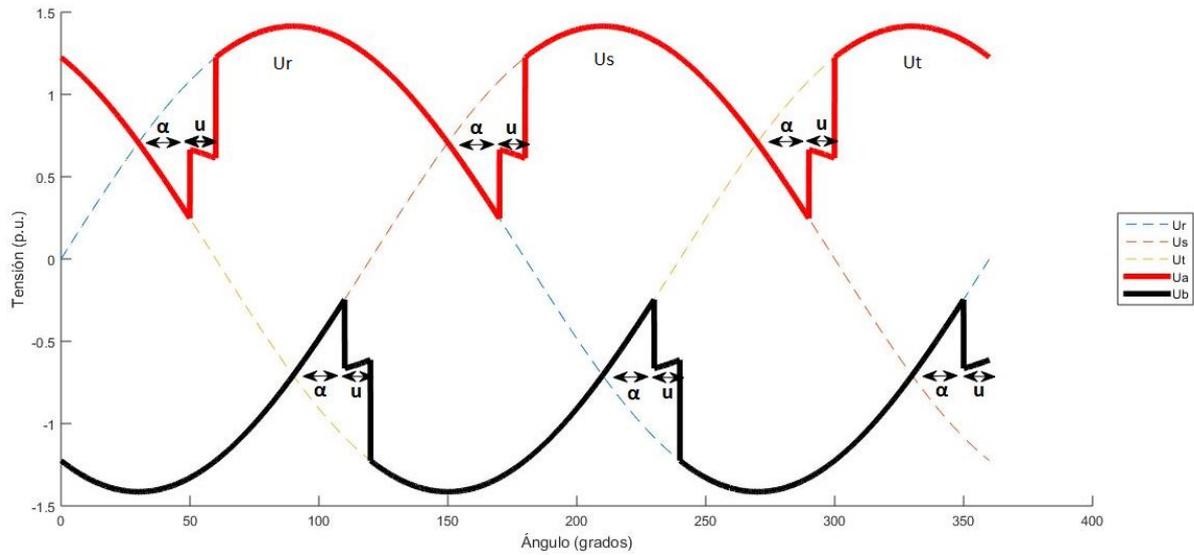


Figura 2.10: Tensiones de fase y tensiones U_a y U_b .

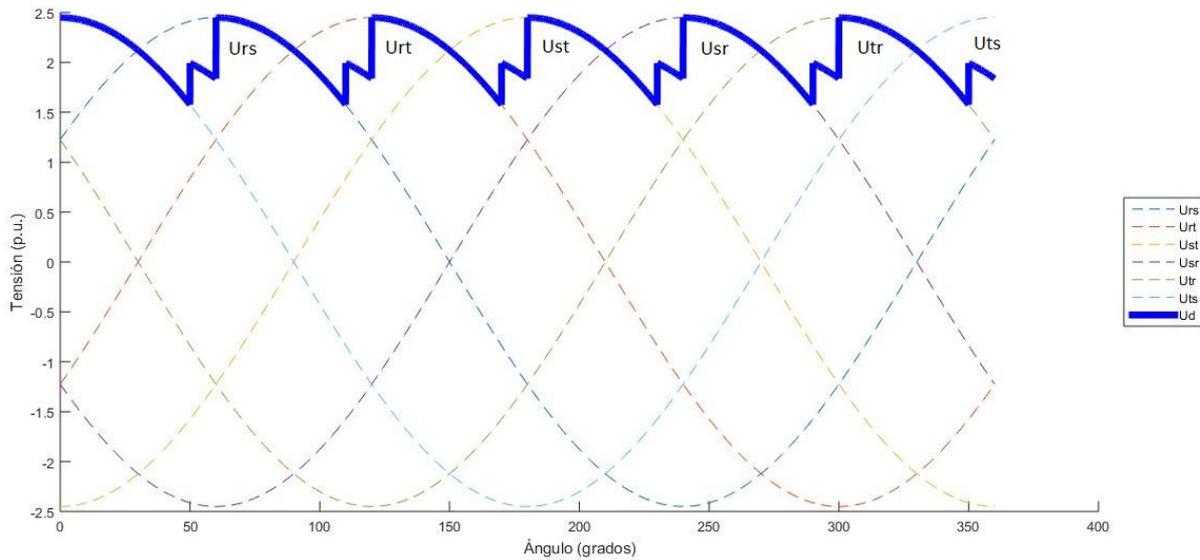


Figura 2.11: Tensiones compuestas y tensión de salida U_d .

Por otro lado, al hablar de los tiristores ideales, se menciona anteriormente que el instante de conmutación natural (cuando el dispositivo podría empezar a conducir) es enseguida que U_{AK} empieza a ser positivo. En la realidad, esto no es así pues es necesaria una cierta tensión ánodo-cátodo U_{AK} mínima para lograr la conducción. Dicha tensión surge a partir del movimiento y la organización de los electrones en la estructura del semiconductor [3]. El fabricante da una tensión mínima U_{AK} a partir de la cual son válidas las condiciones de disparo que especifica. A modo de ejemplo, justo antes de presentarse la conmutación natural de T_1 , T_5 y T_6 se encuentran en conducción. Esto quiere decir que la tensión ánodo-cátodo de T_1 es U_{RT} . Dado que U_{RT} es una senoide cuyo cruce por cero con pendiente positiva se encuentra en el punto de conmutación natural de T_1 se tiene:

$$U_{AK}^{min} = \sqrt{2}U \text{sen}(\alpha_{min}) \quad (2.6)$$

Capítulo 2. Descripción General del Dispositivo

Normalmente U_{AK}^{min} suele ser 6 o 12 V, por lo que para $U = 230$ V, α_{min} es aproximadamente 1° .

2.1.2. Puente de Tiristores con Carga Resistiva

La figura 2.12 presenta un puente de tiristores con carga resistiva.

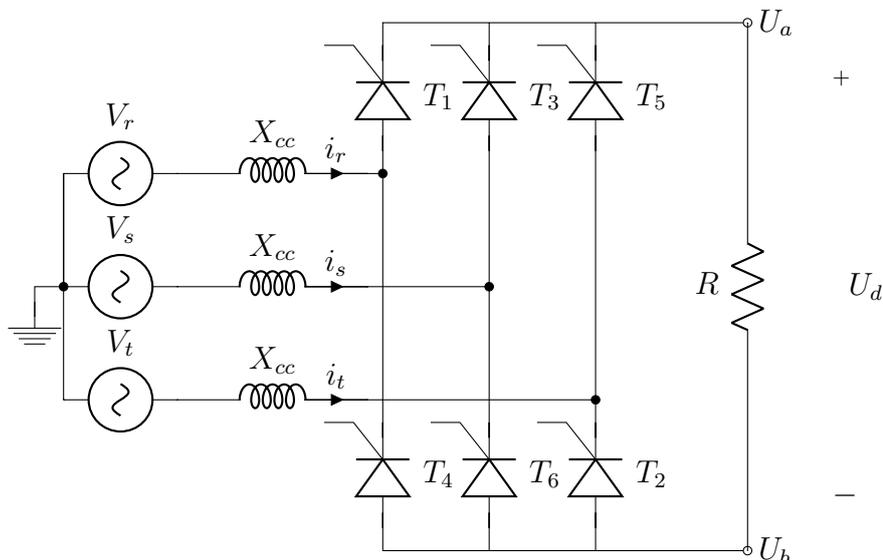


Figura 2.12: Puente de tiristores con carga resistiva.

Para α entre $[0, \frac{\pi}{3}]$ la tensión media de salida U_d es la misma que con una fuente de corriente ideal.

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2}U \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{2}U \cos \alpha}{\pi} \quad (2.7)$$

Para α superiores a $\frac{\pi}{3}$ la tensión media de salida y la corriente de salida se anulan para ciertos instantes de tiempo, por lo que la expresión es la siguiente:

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2}U \sen \theta d\theta = \frac{3\sqrt{2}U(1 + \cos(\alpha + \frac{\pi}{3}))}{\pi} \quad (2.8)$$

La figura 2.13 presenta las transferencias unitarias cuando la carga es una fuente de corriente ideal y resistiva.

2.1.3. Puente de Tiristores con Carga L-E

Es común tener a la salida de un puente de tiristores, un filtro pasabajos LC (con la carga en paralelo al condensador) para así poder eliminar aún más los armónicos no deseados. Si el condensador es muy grande, su carga y descarga son imperceptibles para los tiempos manejados en el resto del circuito y se puede considerar como una fuente DC de valor constante E. Las figuras 2.14 y 2.15 muestran la representación del puente con dichas cargas.

2.1. Teoría de Funcionamiento

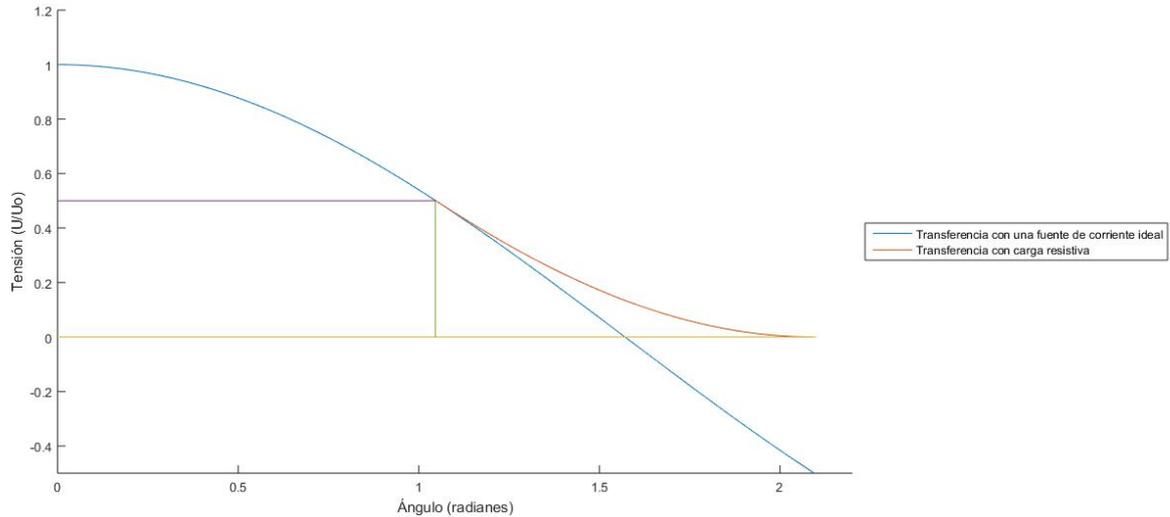


Figura 2.13: Transferencias con fuente de corriente ideal t con carga resistiva.

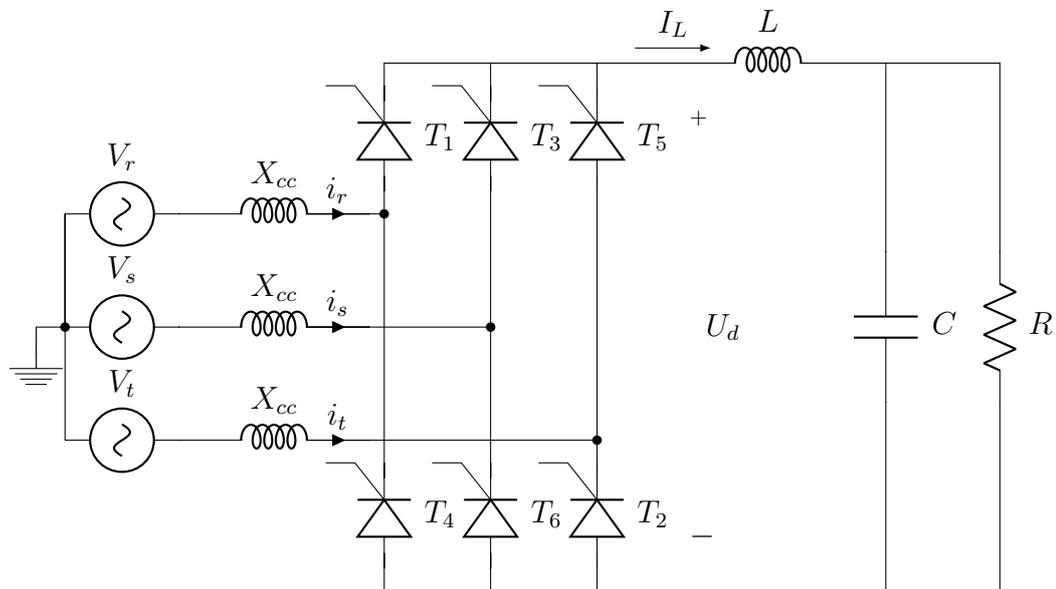


Figura 2.14: Puente de tiristores con filtro LC.

En estado de régimen permanente se cumple que en un tiempo múltiplo del período de la corriente I_d , la tensión media sobre la inductancia U_L es nula.

La tensión instantánea sobre la inductancia es la siguiente:

$$u_L(t) = u_d(t) - E = L \frac{\delta i_d(t)}{\delta t} \Rightarrow i_d(t) = i_d(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t (u_d(t) - E) dt \quad (2.9)$$

En régimen permanente sucede entonces que $i_d(0^\circ) = i_d(k60^\circ)$ con k perteneciente a los enteros.

Este funcionamiento se ve gráficamente en la figura 2.16, donde el área violeta y verde se

Capítulo 2. Descripción General del Dispositivo

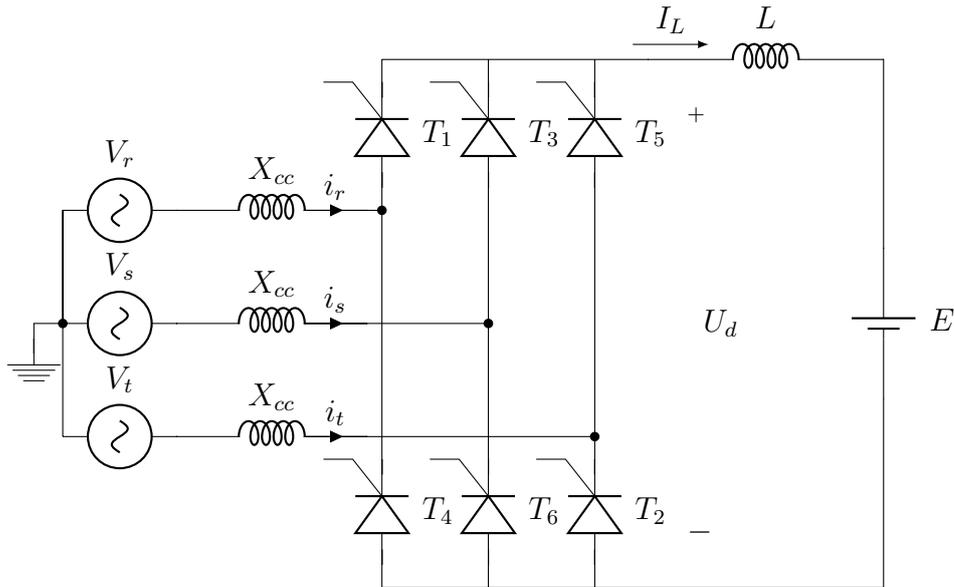


Figura 2.15: Puente de tiristores con carga LE.

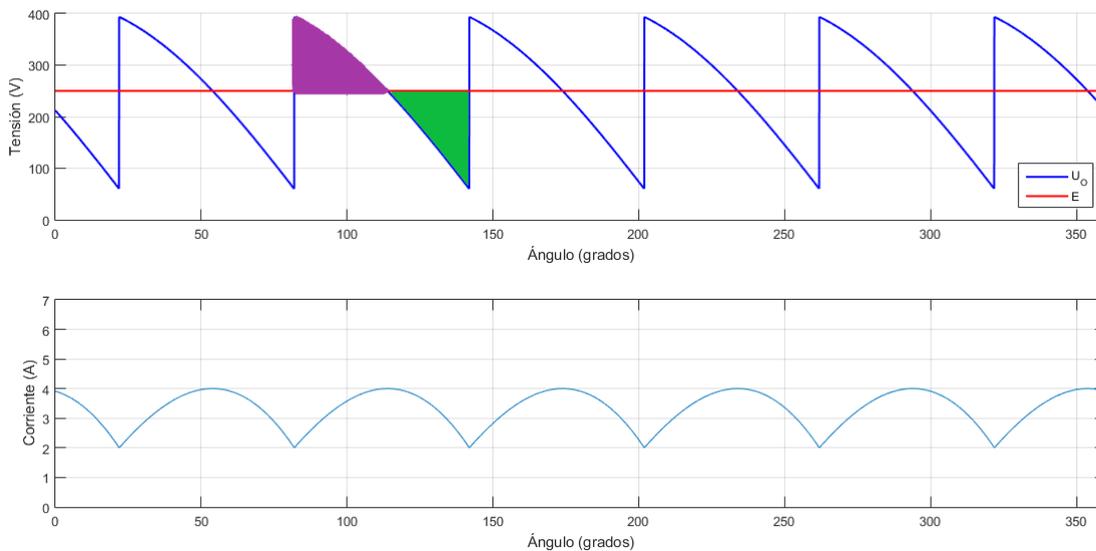


Figura 2.16: Gráficos de U_d e I_d utilizando siempre un mismo α .

igualan y la corriente presenta la forma mostrada.

Vale la pena observar que la tensión media de salida del puente queda totalmente determinada por un α como muestra la ecuación 2.5, por lo que existe un único ángulo de disparo α_0 que permite que $U_d = E$. Si se disparan los tiristores con $\alpha < \alpha_0$, el área violeta de la gráfica 2.16 se hace mayor que el área verde y por lo tanto la corriente aumenta. Si se vuelve a disparar con α_0 se regresa al régimen permanente con una corriente media igual a la última provista. Exactamente lo contrario ocurre con $\alpha > \alpha_0$. La figura 2.17 presenta la situación para $\alpha < \alpha_0$.

Este razonamiento lleva a dos conclusiones muy importantes. El uso de un filtro LC con un capacitor muy grande (como en la imagen 2.14) significa la implementación de una fuente de

2.2. Transferencia Estática

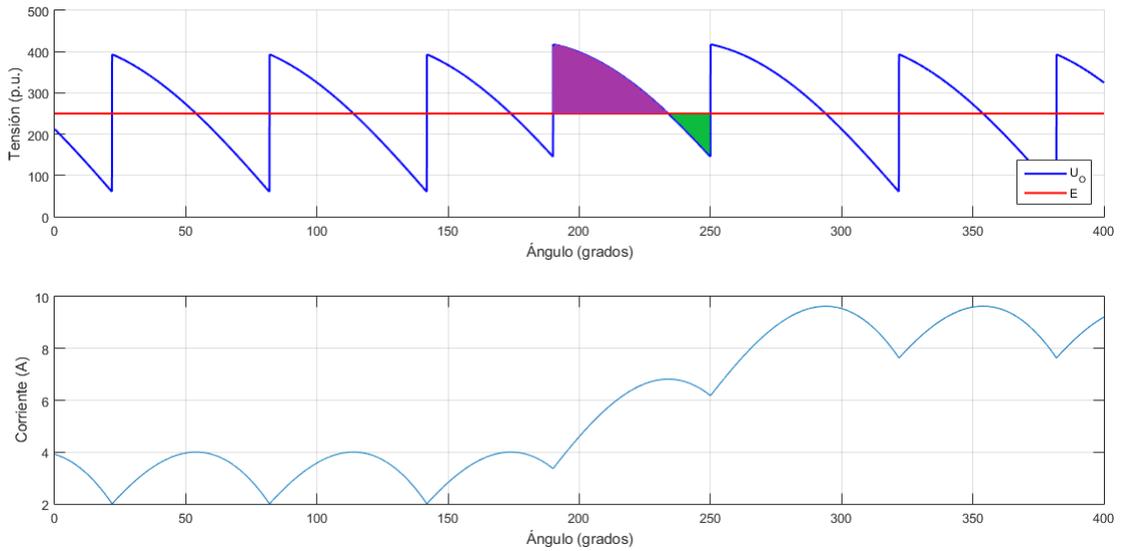


Figura 2.17: Gráficos de U_d e I_d aumentando α respecto a su valor de régimen durante un tiempo limitado.

corriente, y además, dicha fuente es variable mediante cambios en el ángulo de disparo respecto al ángulo que permite el régimen permanente α_0 .

2.2. Transferencia Estática

Para poder realizar tanto el control del dispositivo como otros análisis, se tiene la necesidad de hallar la transferencia del puente rectificador de tiristores en términos de s , la variable de la transformada de Laplace.

Si se denomina μ a la variable $\cos\alpha$, y se desprecia las inductancias de fuga del transformador, las resistencias de los conductores y la caída de tensión de los tiristores en conducción, la transferencia del puente queda de la siguiente forma:

$$\frac{U_d}{\mu}(s) = \frac{3\sqrt{2}U}{\pi} \quad (2.10)$$

2.3. Transferencia Dinámica

Si se efectúa un cambio del ángulo α en el puente, esto es recién percibido una vez que el tiristor que está conduciendo finaliza su conducción. El siguiente tiristor sí funciona con el α nuevo. En definitiva, hay un retardo entre la inserción de un nuevo ángulo de disparo y el funcionamiento del puente con este nuevo parámetro. Si se considera este aspecto, la transferencia del puente queda de la siguiente forma:

$$\frac{U_d}{\mu}(s) = \frac{3\sqrt{2}Ue^{-\tau s}}{\pi} \quad (2.11)$$

donde τ es el tiempo de retardo descrito anteriormente. Su mayor valor corresponde al cambio de α enseguida que empieza a conducir un tiristor, es decir, $\tau_{max} = \frac{20ms}{6}$ para una red de $f=50$ Hz. Para un modelo de control se suele tomar el valor medio de τ .

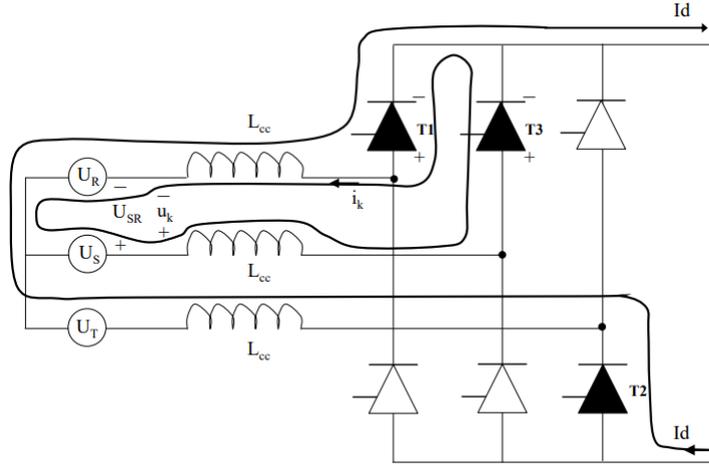


Figura 2.18: Circuito de conmutación entre T1 y T3.

2.4. Apagado de los tiristores

Esta sección está basada en el libro “*Dispositivos Semiconductores para Electrónica de Potencia*”, capítulo 3, sección 8.3 de César Briozzo y Virginia Echinope [3]. Se presentan las principales ecuaciones y comentarios. Para una explicación más detallada, véase el libro.

Para lograr apagar un transistor es necesario disminuir la corriente I_T que circula por este hasta que sea menor que un valor I_H provisto por el fabricante. Existen dos tipos de apagado: uno que involucra disminuir la carga en serie para decrementar la corriente, y otro, el que sucede en el puente de tiristores seis pulsos dos vías, que consta del pasaje de una corriente inversa para forzar una I_T nula.

Considerando un puente rectificador seis pulsos dos vías, partiendo de un funcionamiento inicial donde conducen T_1 y T_2 , si U_{SR} se hace positiva, T_3 pasa a un estado de bloqueo directo. Si se lo dispara, se presenta el circuito de conmutación de la figura 2.18 durante un transitorio.

Estudiando la malla donde circula $i_k(\nu)$, con $\nu = \omega t$ se tiene:

$$U_{SR}(\nu) = U_{T3} - U_{T1} + 2\omega L_{CC} \frac{di_k(\nu)}{d\nu} \quad (2.12)$$

En el transitorio de conmutación se cumple:

$$i_{T1}(\nu) = I_d - i_k(\nu) \quad (2.13)$$

$$U_{T1} = U_{T0} + (I_d - i_k(\nu))r_T \quad (2.14)$$

Reformulando 2.12 con i_{T1} :

$$U_{SR}(\nu) = U_{T3} - U_{T1} - 2\omega L_{CC} \frac{di_{T1}(\nu)}{d\nu} \quad (2.15)$$

De la última ecuación se desprende que la corriente por el tiristor 1 se hace mínima cuando $U_{T1} = -U_{SR} + U_{T3} \approx -U_{SR}$ y que $U_{T1}^{max} = -U_{SR} + U_{T3} - 2L_{CC} - 2L_{CC}(\frac{di_{T1}(t)}{dt})_{max}$ (tensión

2.4. Apagado de los tiristores

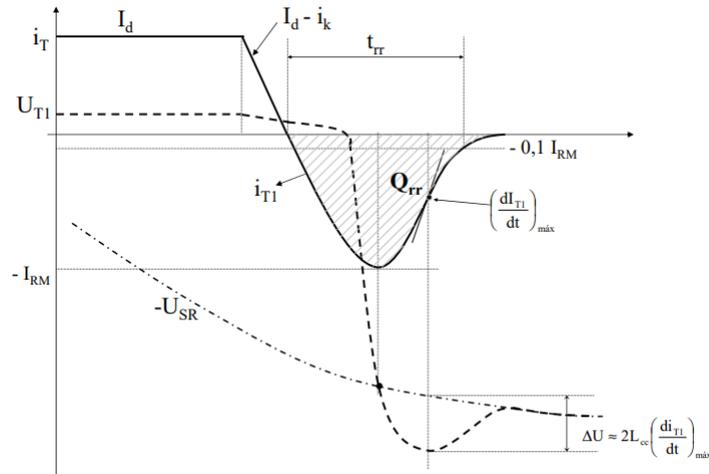


Figura 2.19: Tensión y corriente por T_1 en su apagado.

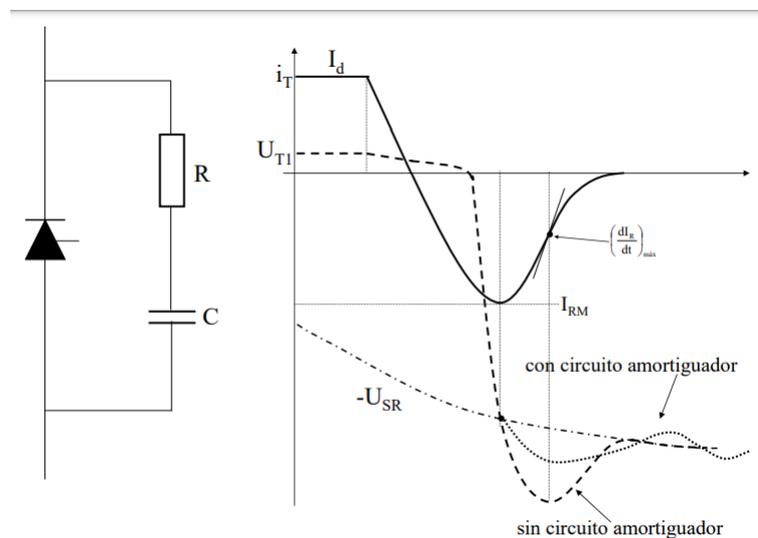


Figura 2.20: Tensión y corriente por T_1 en su apagado utilizando un *snubber* de apagado.

máxima de bloqueo que soporta T_1).

A partir de este razonamiento se llega a la imagen 2.19.

Cabe observar que la sobretensión U_{T1}^{max} es el mayor voltaje ánodo-cátodo del tiristor y se encuentra restringida por un valor tope que brinda el fabricante por lo cual es necesario realizar un buen diseño para evitar rupturas del semiconductor.

Si se conocen los máximos de tensión de la red a la cual está conectado el puente rectificador se pueden dimensionar los tiristores para que soporten un mayor U_{AK} , o utilizar un circuito amortiguador como el de la figura 2.20 para que parte de la corriente de apagado circule por este. Existen valores típicos de R y C dados por algunos fabricantes de tiristores. Las nuevas curvas de tensión y corriente por T_1 se muestran en la misma figura.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 3

Relación entre Bloques

En el presente capítulo se describe la relación de los bloques entre sí y las señales involucradas en su comunicación, para poder entender así toda la cadena.

3.1. Diagrama general de los bloques

La figura 3.1 presenta un diagrama con todos los bloques del dispositivo y las respectivas señales que los relacionan. Para entender mejor el diagrama, se analiza el mismo en etapas.

3.1.1. Arduino de Control

El *Arduino* de Control es el que contiene toda la programación relacionada al control. Con las magnitudes de entrada: una fase de la salida del circuito de sincronismo, el valor ingresado por el usuario y los valores de corriente y tensión medidos en el instante actual, se programa un controlador en el *Arduino* de forma de obtener el ángulo de disparo α deseado como salida. Este dato es el que se envía al *Arduino* de Disparo para que efectúe las acciones correspondientes.

Posee una interfaz en la cual se ingresa una dupla de datos deseados: V_{ref} de intervalo $[0, 300]$ V e I_{ref} de intervalo $[0, 7]$ A. En próximos capítulos se detalla las características de estos ingresos.

Por otro lado, se requiere de una medida actual tanto de la tensión como de la corriente. Para ello se utilizan los circuitos de medida. En particular, se adquieren la tensión del condensador y la corriente por la inductancia a la salida del puente. Ambos circuitos reducen su magnitud de entrada en un factor proporcional para que la misma puede ser interpretada por el *Arduino* en un rango de 0 a 5 V. De esta forma, $V_{med} = k_1 V_{out}$ y $V_{Imed} = k_2 I_L$. Tanto V_{med} como V_{Imed} adquieren valores en $[0, 5]$ V.

Para que el muestreo de las variables de medida se encuentre sincronizado con la red, es decir, se adquieran las muestras siempre en un mismo instante a partir de un instante dado de una fase de la red como referencia, es necesario adquirir una fase de las salidas de sincronismo. En el Bloque de Control se describen más detalles de este bloque.

3.1.2. Arduino de Disparo

El *Arduino* de Disparo es el encargado de enviar pulsos al Circuito de Disparo indicándole el momento de actuar. A partir del ángulo de disparo α enviado por el *Arduino* de Control y las

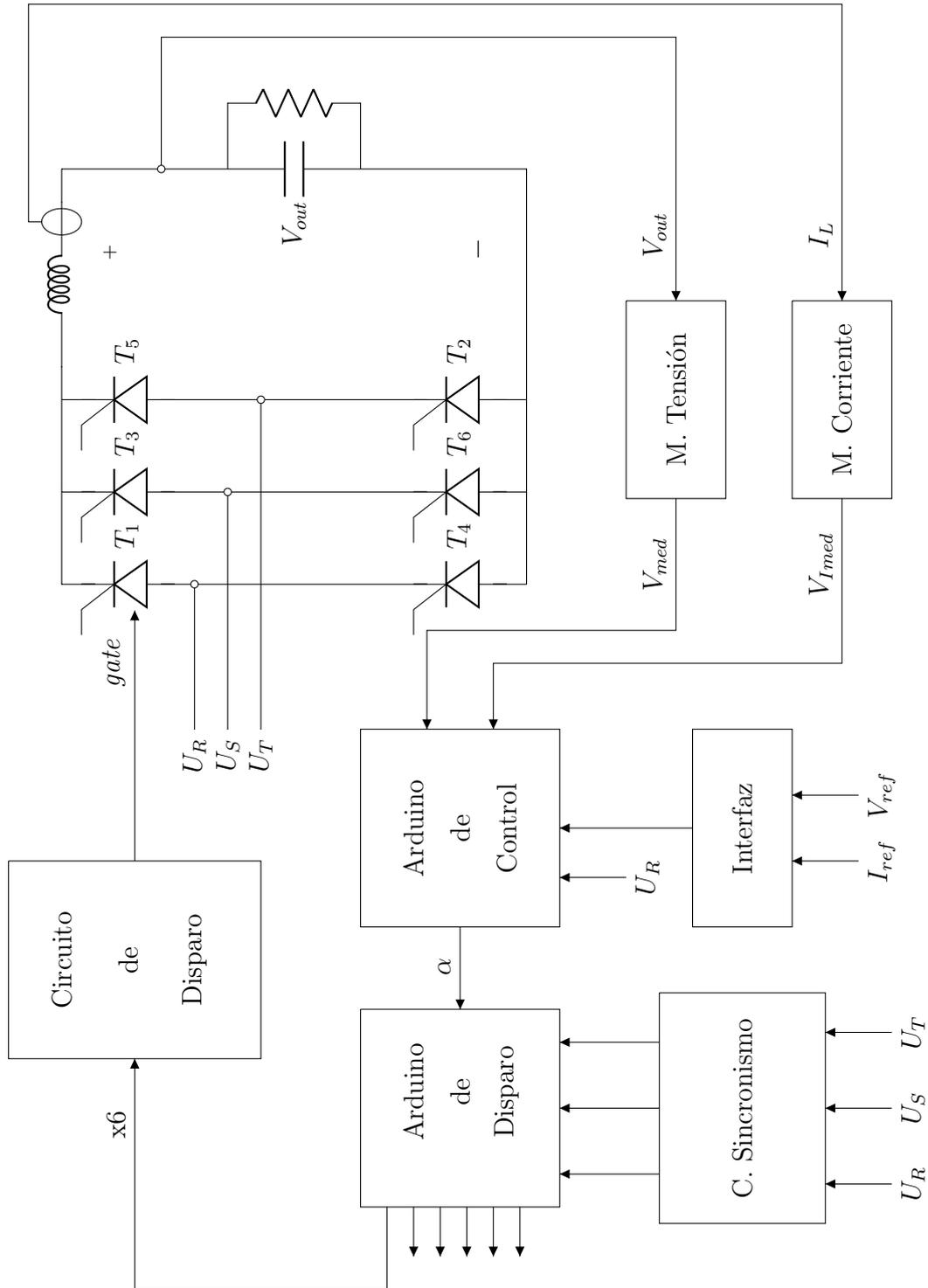


Figura 3.1: Diagrama de bloques y señales.

3.1. Diagrama general de los bloques

señales del circuito de sincronismo genera los pulsos en el instante y de duración adecuada.

Circuito de Sincronismo

Para entender el *Arduino* de Disparo, primero se presentan las ondas de entrada y salida del circuito de sincronismo. Como se explica en el capítulo 6, las tensiones de entrada son tres tensiones de alterna con un neutro de referencia. Las tensiones de salida del circuito son una rectificación de media onda de amplitud 5 V interpretable por el *Arduino*, se encuentran en fase con las tres tensiones de alterna de entrada. La figura 3.2 presenta dichas ondas.

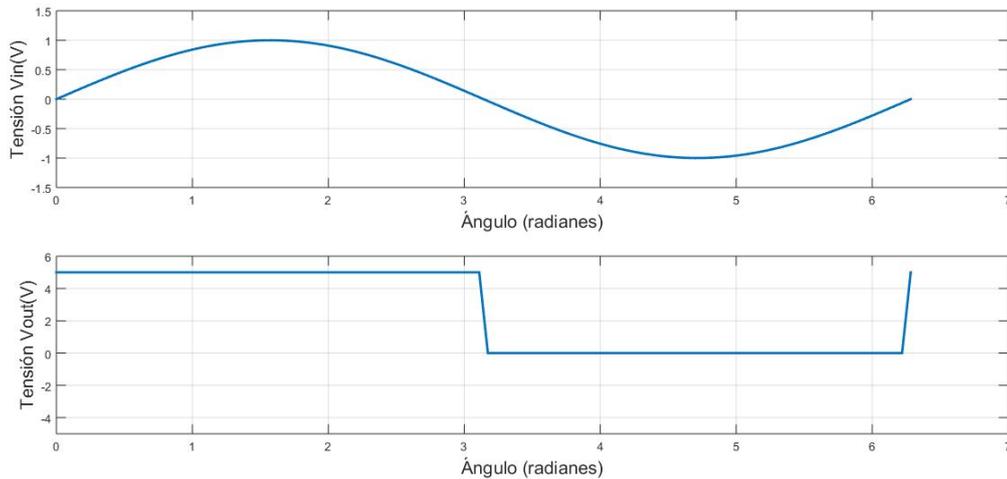


Figura 3.2: Tensión de entrada y salida del circuito de sincronismo.

Arduino de Disparo

Una vez recibido el α del *Arduino* de Control, se espera al cruce por cero y pendiente positiva de la fase correspondiente para el disparo del tiristor en cuestión. Una vez ocurrido el cruce por cero, se inicializa un *timer* para que cuente el tiempo en milisegundos que involucra ese ángulo α . La sección 6.4 explica por qué puede arrancar el contador en ese instante dados los conexiones del transformador de potencia y los transformadores de sincronismo.

Al finalizar el contador, se envía un pulso de 120° de duración a través de los pines del *Arduino*, ya que el tiristor debe conducir por un período de 120° . La figura 3.3 presenta en el gráfico superior una fase de la tensión de salida del circuito de sincronismo y en el gráfico inferior la señal de salida de disparo para un tiristor en relación a la fase superior con α de 60° .

Capítulo 3. Relación entre Bloques

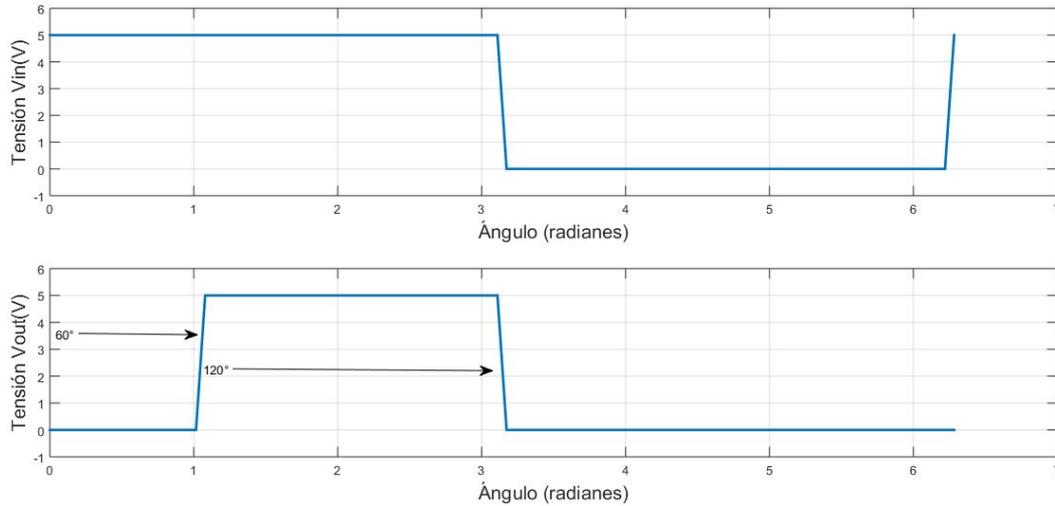


Figura 3.3: Tensión de una fase de salida del circuito de sincronismo (V_{in}) y tensión de salida de un pin de disparo del *Arduino*. (V_{out}).

3.1.3. Circuito de Disparo

El Circuito de Disparo es el que se comunica finalmente con el *gate* y *cátodo* del tiristor. Se encarga de brindarle la corriente necesaria al *gate* para su encendido. Su entrada son los seis pines de salida del *Arduino* de Disparo y su salida son seis pulsos de corriente hacia cada tiristor.

La tensión de salida del circuito es una tensión en serie con una resistencia, la cual tiene la misma forma que la tensión de entrada, con la diferencia de que tiene las características en magnitud necesarias para el encendido del tiristor. La figura 3.4 presenta la tensión de entrada y la tensión de salida en circuito abierto.

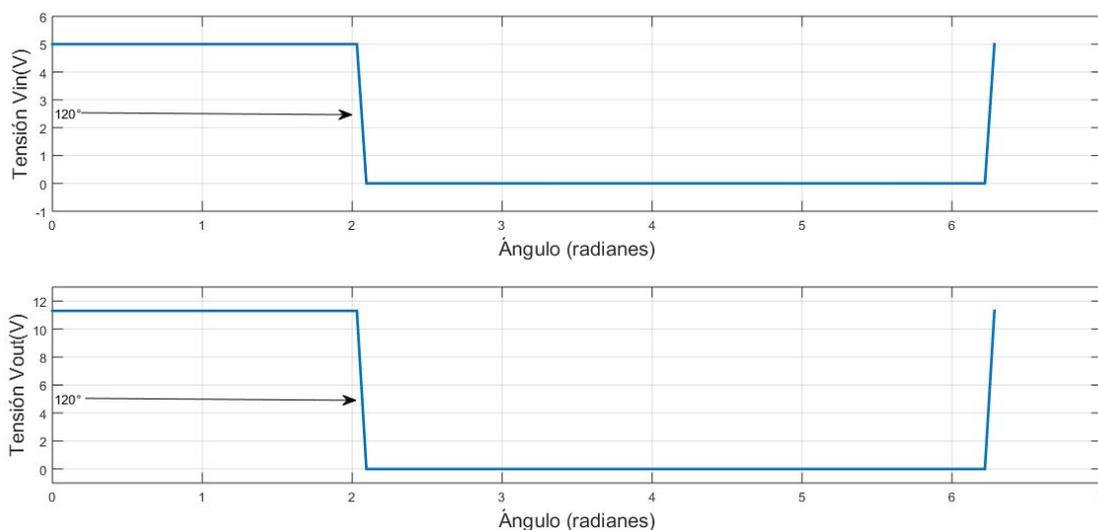


Figura 3.4: Tensión de salida de un pin de disparo del *Arduino* (V_{in}) y tensión de salida para un tiristor del Circuito de Disparo (V_{out}) en circuito abierto.

Adicionalmente se agrega la corriente de salida con la salida en cortocircuito:

3.1. Diagrama general de los bloques

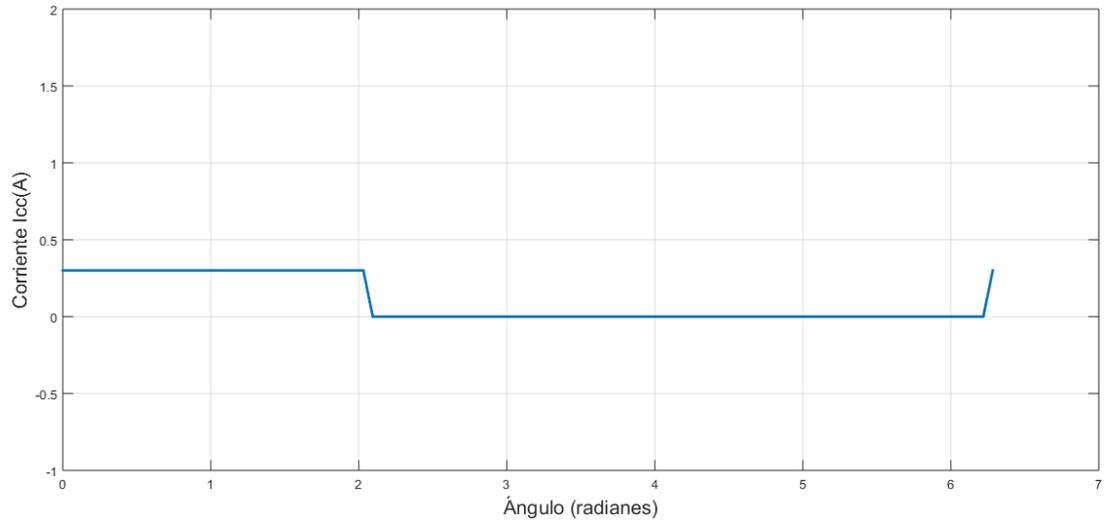


Figura 3.5: Corriente de salida con la salida en cortocircuito.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 4

Bloque de Potencia

El presente capítulo detalla los componentes de potencia del rectificador. Además se presentan el diseño y elección de las protecciones de corriente alterna y continua, y los conductores involucrados de esta sección del equipo.

Desde el comienzo del proyecto ya se cuenta con los principales componentes, por lo que se presenta la funcionalidad de cada uno y sus características principales. La figura 4.1 presenta el circuito de potencia que consta de los siguientes componentes:

- Transformador trifásico de tres arrollamientos.
- Rectificador.
- Filtro L-C.

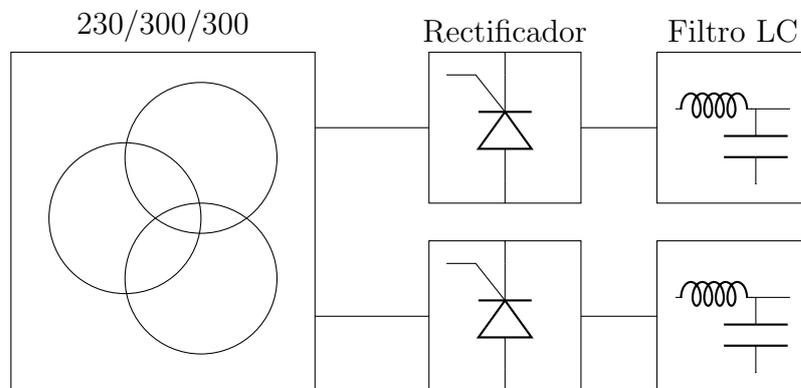


Figura 4.1: Bloque de potencia.

4.1. Transformador de Potencia

El transformador de tres arrollamientos cuenta con dos secundarios, uno para cada fuente. Su función es brindar aislación galvánica entre la red y los puentes de tiristores, así como elevar la tensión para poder cumplir con los requerimientos del rectificador.

La tabla 4.1 presenta los datos e impedancias características del transformador de tres arrollamientos:

$U_p = 230 \text{ V}$	$U_{s1} = 300 \text{ V}$	$U_{s2} = 300 \text{ V}$
-	$I_{sec1} = 20 \text{ A}$	$I_{sec2} = 20 \text{ A}$
$Z_O = 664,4 \Omega \angle 37,9^\circ$	-	-
$R_1 = 0,092 \Omega$	$R_2 = 0,317 \Omega$	$R_3 = 1,1 \Omega$
$X_{1@prim} = 0,46 \Omega$	$X_{2@prim} = 0,187 \Omega$	$X_{3@prim} = 1,233 \Omega$

Tabla 4.1: Datos e impedancias características del transformador.

4.2. Tiristor

En el capítulo anterior se explica el funcionamiento del rectificador y las ecuaciones que vinculan la tensión de entrada con la tensión de salida, dependiendo de cada una de las no idealidades. En esta sección, se presenta el modelo del tiristor empleado *POWEREX CD43-90B*:

U_{max}	1600 V
$I_{max}(av.)$	90 A
I_{GT}	150 mA @ $T_j=25^\circ\text{C}$
V_{GT}	3 V @ $T_j=25^\circ\text{C}$

Tabla 4.2: Principales datos del modelo del tiristor.

Los parámetros I_{GT} y V_{GT} refieren a *Gate Trigger Current* y *Gate Trigger Voltage* respectivamente. Su hoja de datos se encuentra en la sección A.3.

4.3. Filtro L-C

La inductancia y el condensador de salida forman un filtro pasabajos de frecuencia de corte $f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$. La frecuencia de la tensión y corriente de salida del rectificador son ondas de 300 Hz, es decir, con una frecuencia seis veces la frecuencia de la red.

Interesa obtener una salida continua sin el rizado a 300 Hz que se tiene a la salida del puente. Con esta finalidad, se fija f_C una década por debajo de 300 Hz. La tabla 4.3 presenta las inductancias y condensadores disponibles del Taller. Con los respectivos valores se obtienen frecuencias que cumplen los requerimientos.

$L_1=24.4 \text{ mH}$	$C_1 = 5800 \mu\text{F}$
$L_2=65.7 \text{ mH}$	$C_2 = 5800 \mu\text{F}$

Tabla 4.3: Componentes del filtro LC.

Las frecuencias de corte de cada filtro son:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(24,4\text{mH})(5800\mu\text{F})}} = 13,37\text{Hz} \quad (4.1)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(65,7\text{mH})(5800\mu\text{F})}} = 8,15\text{Hz} \quad (4.2)$$

4.4. Conductores

El cálculo de la sección de los conductores se realiza por el criterio de corriente admisible (I_z).

La corriente admisible I_z se define como la máxima corriente que puede circular por el conductor en las condiciones de la instalación. Para este criterio, se consideran aspectos como el medio donde se ubica el conductor (subterráneo, aéreo) y la cantidad de cables que van en la misma canalización. Entonces, se debe cumplir que la corriente de carga I_c sea menor que la I_z , donde $I_z = I_t f_a f_t f_r$ siendo I_t la máxima corriente que puede circular por el conductor en régimen permanente sin sufrir deterioros (extraída de las tablas de corriente admisible del Reglamento de Baja Tensión de UTE o del *datasheet* del cable en cuestión). Los factores de corrección son:

- Factor de agrupamiento f_a : Refiere a la cantidad de cables que van en la misma canalización. Los cables de potencia no presentan secciones compartidas con otros como para considerar la aplicación de este factor, por lo tanto, $f_a = 1$.
- Factor de temperatura ambiente f_t : Refiere a la temperatura ambiente del entorno del conductor. Se considera para el cálculo una temperatura ambiente de 25°C , por lo tanto, $f_t = 1,06$.
- Factor de resistividad térmica del suelo f_r : No aplica debido a que el conductor no es subterráneo.

Las máximas corrientes de salida son 7 A y 20 A. Para determinar las secciones a elegir, se utiliza la tabla 4.4 extraída del Reglamento de Baja Tensión de UTE para conductores unipolares al aire libre, de cobre y PVC a temperatura ambiente 25°C . Además, como criterio general, se eligen secciones del doble o triple de la correspondiente a la corriente de carga para mayor seguridad. Para la fuente de 7 A se opta por una sección de 4 mm^2 : $I_t = 43 \text{ A}$, $I_z = 45,6 \text{ A}$ y se verifica $I_c = 7 \text{ A} < I_z = 45,6 \text{ A}$. Por otro lado, para la fuente de 20 A se decide una sección de 6 mm^2 : $I_t = 56 \text{ A}$, $I_z = 59,3 \text{ A}$ y se verifica que $I_c = 20 \text{ A} < I_z = 59,3 \text{ A}$.

Sección nominal (mm ²)	Corriente admisible (A)
1	18
1.5	23
2	28
2.5	32
4	43
6	56

Tabla 4.4: Corriente admisible para conductores de cobre, aislados en PVC, unipolares y temperatura ambiente 25°C [4].

El documento donde se extrae la tabla 4.4 se encuentra adjunto en el A.3.

Las corrientes por los secundarios de los transformadores tienen la forma de onda de una cuasi-cuadrada cuyo valor eficaz es $I_S = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c$, con la cual se obtiene una corriente de menor magnitud. Por esta razón, se decide mantener las secciones ya elegidas para cada fuente en estos tramos de conductores.

4.5. Cálculo de Disipadores para los Tiristores

4.5.1. Cálculo Teórico

En la figura 4.2 se presenta el circuito térmico del módulo de tiristores, el encapsulado y disipador a través de las resistencias térmicas y temperaturas. El modelo se basa en que cada módulo contiene dos tiristores y un disipador.

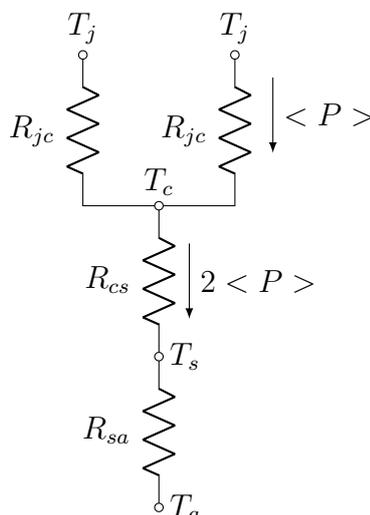


Figura 4.2: Resistencias térmicas involucradas en el circuito módulo-disipador-ambiente.

En la imagen anterior “*j*” refiere a *junction* (juntura), “*c*” a *case* (encapsulado), “*s*” a *sink* (disipador) y “*a*” a *atmosphere* (refiriéndose al ambiente). Cabe aclarar que en un análisis térmico, se siguen las leyes eléctricas con la temperatura comportándose como voltaje y la potencia disipada como corriente.

A partir de la hoja de datos del módulo de tiristores (ver A.3) se extraen los valores de las resistencias térmicas presentadas en la tabla 4.5. Se considera una temperatura de juntura de $90\text{ }^{\circ}\text{C}$ (para no trabajar en el límite de $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ dado por la hoja de datos) y una temperatura ambiente de $40\text{ }^{\circ}\text{C}$.

R_{jc}	$0,28\text{ }^{\circ}\text{C/W}$
R_{cs}	$0,1\text{ }^{\circ}\text{C/W}$
T_j	$90\text{ }^{\circ}\text{C}$
T_a	$40\text{ }^{\circ}\text{C}$

Tabla 4.5: Valores de resistencias térmicas y temperaturas consideradas para los cálculos.

La potencia \hat{P} de pico dada por un tiristor es: $\hat{P} = (U_{TO} + R_T I_d) I_d$ donde U_{TO} es la caída de tensión del tiristor en conducción, I_d es la corriente máxima y R_T es la resistencia en conducción. Cada tiristor en un puente seis pulsos dos vías conduce sólo en un tercio de período de la red, por lo que la potencia media disipada por un tiristor será entonces $\frac{\hat{P}}{3}$.

Partiendo de lo antedicho y los valores extraídos de la hoja de datos $R_T = 2\text{ m}\Omega$ y $U_{TO} = 0,9\text{V}$, las potencias medias respectivas para corrientes máximas de I_d de 7 A y 20 A son:

4.5. Cálculo de Disipadores para los Tiristores

- $\langle P_{7A} \rangle = 2,13 \text{ W}$.
- $\langle P_{20A} \rangle = 6,27 \text{ W}$.

Caso $I_d = 20 \text{ A}$

La potencia media de un módulo es: $\langle P_M \rangle = 2 \langle P \rangle = 2 \frac{(U_{TO} + R_T I_d) I_d}{3} = 12,54 \text{ W}$ (hay dos tiristores por módulo). Para saber la temperatura del encapsulado se impone: $T_c = T_j - R_{jc} \langle P \rangle = 90 \text{ °C} - (0,28 \text{ °C/W})(6,27 \text{ W}) = 88,24 \text{ °C}$.

Con el mismo procedimiento, la temperatura del disipador es:

$$T_s = T_c - 2 \langle P \rangle R_{cs} = 88,24 \text{ °C} - (0,1 \text{ °C/W})(12,54 \text{ W}) = 87 \text{ °C}.$$

Se tiene entonces:

$$R_{sa} = \frac{T_s - T_a}{2 \langle P \rangle} = \frac{87 \text{ °C} - 40 \text{ °C}}{12,54 \text{ W}} = 3,74 \text{ °C/W} \quad (4.3)$$

La resistencia térmica del disipador deberá ser menor o igual a $3,74 \text{ °C/W}$.

Caso $I_d = 7 \text{ A}$

Aplicando el razonamiento anterior:

- $\langle P_M \rangle = 2 \langle P \rangle = 2 \frac{(U_{TO} + R_T I_d) I_d}{3} = 4,26 \text{ W}$.
- $T_c = T_j - R_{jc} \langle P \rangle = 90 \text{ °C} - (0,28 \text{ °C/W})(2,13 \text{ W}) = 89,4 \text{ °C}$.
- $T_s = T_c - 2 \langle P \rangle R_{cs} = 89,4 \text{ °C} - (0,1 \text{ °C/W})(4,26 \text{ W}) = 88,9 \text{ °C}$.

$$R_{sa} = \frac{T_s - T_a}{2 \langle P \rangle} = \frac{88,9 \text{ °C} - 40 \text{ °C}}{4,26 \text{ W}} = 11,5 \text{ °C/W} \quad (4.4)$$

La resistencia térmica del disipador deberá ser menor o igual a $11,5 \text{ °C/W}$.

4.5.2. Cálculo Práctico

Debido a la disponibilidad de disipadores en la facultad, se decide utilizarlos verificando que sean aptos para los requerimientos térmicos del equipo. Dichos disipadores son de aluminio, extruídos y pasivos, con tamaño suficiente para sostener un módulo de tiristores.

En una primera instancia, se obtiene R_{sa} a partir de un calculador de resistencia [5]. Se utiliza la conductividad térmica estándar para el aluminio (250 W/mK) y las dimensiones del chip (módulo de tiristores) como si el mismo fuera un prisma. Los datos del disipador ingresados en la calculadora son los siguientes:

- *Heatsink Length*: 140 mm.
- *Heatsink base*: 5 mm.
- *Fin Thickness*: 2 mm.
- *Heatsink Width*: 80 mm.

Capítulo 4. Bloque de Potencia

- *Fin Height*: 35 mm.
- *Thermal Conductivity*: 205.
- *Atmosphere Temperature*: 40°C.
- *Elevation Above Sea Level*: 0 m.
- *Chip information/ Height*: 28 mm.
- *Chip information/ Length*: 93 mm.
- *Chip information Width*: 20 mm.
- *Chip information/ Power Dissipation*: 12 W.
- *Inlet Velocity*: 0.29 m/s.

Ingresando estos datos en el calculador, se obtiene la siguiente tabla:

Velocidad del fluido de entrada (m/s)	0	0,04	0,07	0,11	0,14	0,18	0,22	0,25	0,29
Rsa(°C/W)	S/N	9,39	5,2	3,74	2,98	2,51	2,19	1,96	1,78
Temperatura de disipador	S/N	152,7	102,5	84,9	75,8	70,1	66,3	63,5	61,3
Aumento de temperatura del aire (°C)	Infinito	85,4	42,7	28,5	21,4	17,1	14,2	12,2	10,7
Flujo volumétrico (CFM)	0	0,2	0,5	0,7	0,9	1,2	1,4	1,6	1,9
Disminución de presión (pulgadas de H20)	S/N	4e-5	12e-5	23e-5	35e-5	50e-5	67e-5	86e-5	107e-5
Peso del disipador	336,420	336,420	336,420	336,420	336,420	336,420	336,420	336,420	336,420

Tabla 4.6: Resultados de la calculadora de disipadores.

Para la convección natural en disipadores se asume que el aire se mueve a 57 LFM (*linear feet per minute*) que equivale a 0,29 m/s [6], entonces, según la tabla anterior:

$$R_{sa} = 1,78 \text{ } ^\circ\text{C/W}.$$

Se concluye que el disipador funciona para las restricciones dadas por ambas corrientes máximas.

A los efectos de verificar el buen funcionamiento del calculador utilizado, se obtiene la resistencia térmica de un disipador cuyo catálogo se posee. Luego, se compara el valor proveniente del catálogo con el obtenido en la página web, obteniéndose resultados que permiten verificar la adecuación del calculador.

4.6. Interruptor Trifásico

El interruptor trifásico se encarga de proteger el sector AC del rectificador y se coloca aguas arriba del primario del transformador de potencia. Para la selección de la llave termomagnética trifásica se imponen las siguientes condiciones:

- La corriente nominal del interruptor I_n debe cumplir $I_c < I_n < I_a$ donde I_c es la corriente de carga e I_a es la máxima corriente admisible por el conductor.
- El poder de corte del interruptor (PdC) debe ser mayor a la máxima corriente de cortocircuito trifásica.

4.7. Fusibles y Porta-fusibles

- El interruptor no debe abrir ante la corriente de energización del transformador considerada como 10 veces su corriente nominal.

La fuente de continua provee una corriente máxima de $I_c = I_d = 20$ A por lo que la corriente eficaz por el secundario del transformador es $I_S = \sqrt{\frac{2}{3}}I_d = 16$ A y por el primario es $I_P = \sqrt{\frac{2}{3}}(20 + 7)(300/230) = 28,7$ A, considerando en funcionamiento ambos secundarios del transformador. La corriente máxima de carga por el primario es la que importa al momento de dimensionar el interruptor ya que este se encuentra conectado a dichos devanados. Según el Reglamento de Baja Tensión de UTE, la máxima corriente admisible para cables de cobre, unipolares, de aislación PVC y al aire libre, para una sección de 6 mm² es de $I_a = 56$ A. De esta forma, $28,7$ A $< I_n < 56$ A. Los interruptores que hay en el mercado corresponden a 25 A, 32 A y 40 A de corriente nominal. En primera instancia se elige la llave de 32 A ya que es la de menor magnitud en verificar la inecuación.

Para la elección del poder de corte de la llave, se consulta a un docente del Taller de Máquinas cuál es la corriente de cortocircuito máxima para la cuál UTE asegura que los cortocircuitos del salón están por debajo de ese valor. En el laboratorio, los cortocircuitos son menores a 4 kA, por lo que se necesita un interruptor cuyo poder de corte sea mayor. Se elige un interruptor de poder de corte 6 kA.

El último aspecto a considerar es la corriente de energización del transformador o corriente de *Inrush*, la cual toma valores de hasta 10 veces la corriente nominal. Se busca que el interruptor no abra para esta corriente.

Para estudiar este fenómeno se tienen en cuenta las curvas del interruptor. Primero se estudia la utilidad de la curva C; esta indica que el disparo magnético actúa entre 5 I_n y 10 I_n , es decir, que entre 5 I_n puede comenzar a abrir y a partir de 10 I_n ya se asegura la previa apertura. Considerando la corriente de *Inrush* como 10 veces la corriente nominal del transformador primaria, la misma es 350 A. Por otro lado, si el interruptor tiene corriente nominal de 32 A, los extremos de la curva C quedan en 160 A y 320 A. Como conclusión, la presente curva muestra que el interruptor abre ante el *Inrush*, por lo cual se descarta su uso. La siguiente curva es la D, para la cual el disparo magnético actúa entre 10 I_n y 20 I_n . Para 32 A de corriente nominal, el rango de disparo queda entre 320 A y 640 A. En esta ocasión, el interruptor puede abrir frente a la corriente de *Inrush* pero igualmente se decide su uso ya que no es una apertura segura.

La figura 4.3 se presentan las curvas de un interruptor.

Como conclusión, el interruptor elegido tiene las siguientes características:

- $I_n = 32$ A.
- PdC = 6 kA.
- Curva D.
- Interruptor trifásico.

4.7. Fusibles y Porta-fusibles

Los fusibles protegen el sector DC de ambas fuentes y se ubican en serie al puente de tiristores. Las corrientes máximas de salida para cada fuente son 7 A y 20 A. Para la elección de

Capítulo 4. Bloque de Potencia

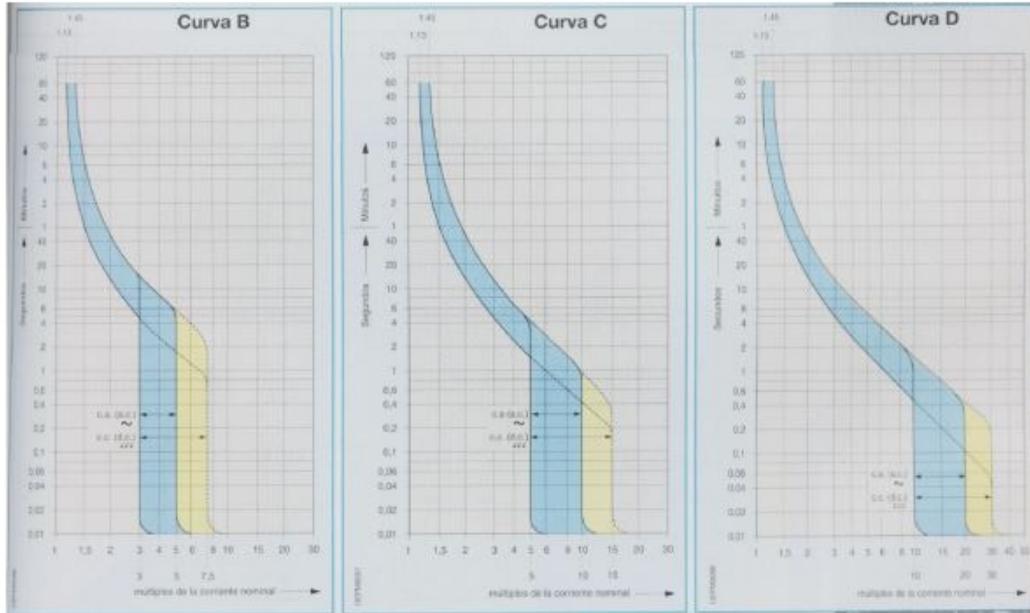


Figura 4.3: Curvas B, C y D de los interruptores de riel [7].

los fusibles se tiene en cuenta la corriente nominal del fusible I_f , la cual debe ser mayor que las máximas para cada fuente.

Como criterio general, se eligen corrientes nominales de fusibles 2 o 3 veces por encima de las corrientes máximas de carga. Los valores estandarizados de I_f son 8 A, 10 A, 12 A, 16 A, 20 A, 25 A y 32 A en adelante. Para la fuente de 7 A, se opta por un fusible de 16 A, mientras que para la fuente de 20 A por uno de 32 A.

Los porta-fusibles elegidos son para riel din.

Capítulo 5

Bloque de Disparo

El objetivo del bloque de disparo es recibir pulsos de entrada del bloque de control y a partir de estos generar la corriente necesaria para activar cada tiristor. El capítulo describe las características y el proceso de diseño del circuito.

5.1. Funcionamiento del Circuito

Con el fin de implementar un circuito que trabaje con magnitudes de electrónica y de potencia en simultáneo, se hace uso del optoacoplador H11L3. De esta manera se tiene un aislamiento galvánico entre ambas partes. La aislación galvánica es necesaria debido a que la corriente circula por el *gate* y cátodo de los tiristores, y las tensiones de los cátodos 4, 6, y 2 son las fases R, S y T del secundario del transformador respectivamente. Por simetría y para aislar totalmente la potencia del control se hacen aislados los seis disparos.

La figura 5.1 muestra el diagrama del circuito.

La señal de control es una señal que sólo adquiere dos valores posibles: 0 y 5 V.

Cuando $V_{control}$ es 0 V, el transistor NPN se encuentra en zona de corte. Como consecuencia, la salida del optocoplador es V_{CC} , y el PNP tampoco conduce. En estas condiciones, la tensión sobre R_4 es nula y por lo tanto, la corriente a través de R_5 y la tensión V_{GK} también.

Por el contrario, cuando la señal de control es 5 V, el NPN conduce, lo cual genera que la tensión de salida del optocoplador sea GND. En estas condiciones, el transistor PNP se encuentra en zona de saturación y entrega la corriente necesaria al tiristor. Una explicación más detallada se presenta en la próxima sección. La figura 5.2 presenta las tensiones recientemente descritas.

5.2. Diseño del Circuito

5.2.1. Primer Diseño

En un principio, por conocimiento previo de estos modelos de transistores, se elige el uso del BC549 como NPN y BC327 como PNP (hojas de datos en A.3). A partir de las restricciones del resto de los componentes se estudia su efectiva utilidad para el disparo.

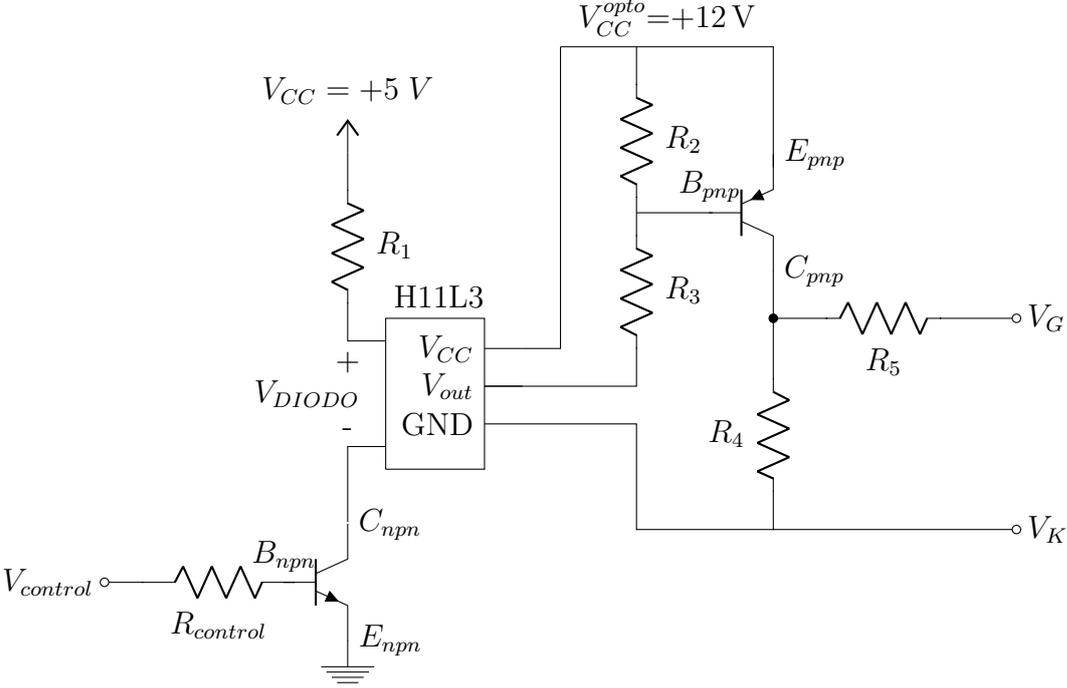


Figura 5.1: Circuito de disparo de un tiristor.

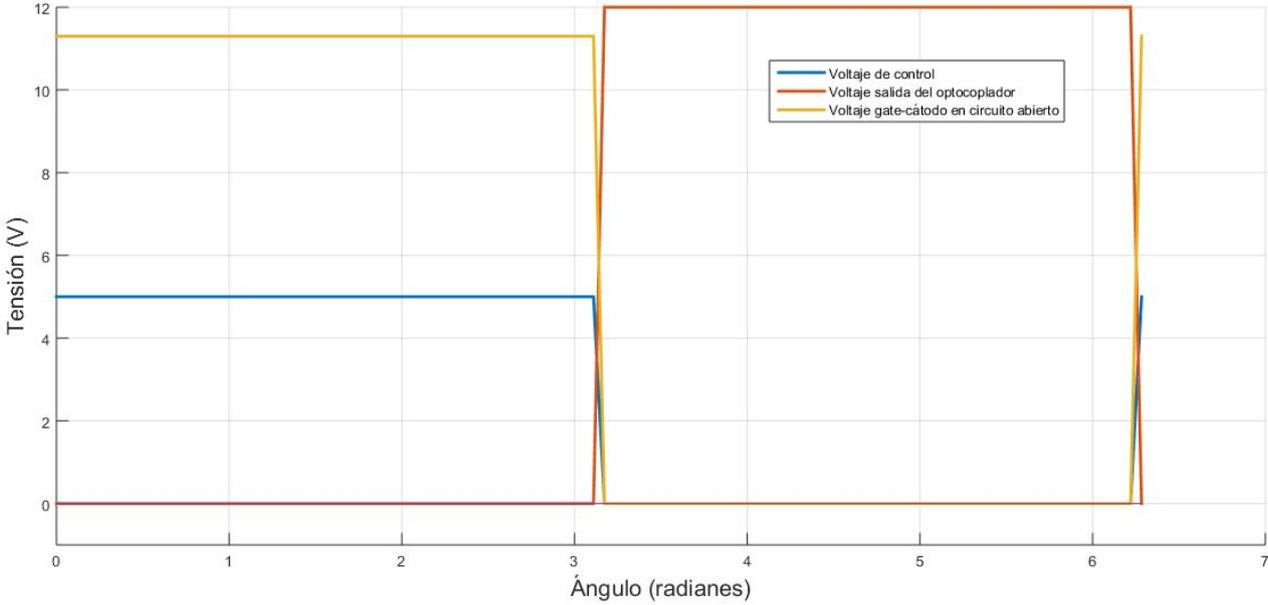


Figura 5.2: Voltajes relevantes del circuito.

Señal de Control = '0'

Cuando la señal de control $V_{control}$ es un 0 lógico (equivalente a 0 V), $V_{BE}^{npn} < V_{BEon}^{npn}$ y no circula corriente por el NPN, está en zona de corte. En esta zona, el voltaje colector-emisor se hace máximo por lo que se debe verificar $V_{CE}^{npn} < V_{CEmax}^{npn}$. Estudiando el circuito y la hoja de datos del transistor se llega a la restricción: $V_{CC} < 45$ V.

Por otra parte, la figura 3 (página 5) del manual del H11L3M-D, *Fairchild* (hoja de datos en A.3), especifica que dada una corriente de entrada nula en el optocoplador, la tensión de salida del mismo es V_{CC}^{opto} . Es decir, la base del PNP queda al mismo voltaje que su emisor, por lo que dicho transistor se encuentra también en corte. En consecuencia, la tensión sobre R_4 es nula y por lo tanto, la corriente a través de R_5 y la tensión V_{GK} también.

Señal de Control = '1'

Entrada al Optocoplador

Cuando la señal de control es 5 V, el transistor NPN se enciende y se busca que cumpla las condiciones de saturación:

- $i_C^{npn} > 0$

Esto se cumple pues $V_{BE}^{npn} = V_{BEon}^{npn}$ y no se está en corte.

- $i_B^{npn} > i_C^{npn} / \beta$

Analizando el circuito a la izquierda del optocoplador:

$$\begin{aligned} * i_B^{npn} &= \frac{V_{CTRL} - V_{BEon}^{npn}}{R_{ctrl}} \\ * i_C^{npn} &= \frac{V_{CC} - V_{DIODO} - V_{CEsat}^{npn}}{R_1} \end{aligned}$$

Entonces, se tiene:

$$\frac{V_{ctrl} - V_{BEon}^{npn}}{R_{ctrl}} > \frac{V_{CC} - V_{DIODO} - V_{CEsat}^{npn}}{R_1 \beta} \quad (5.1)$$

Por otro lado, se deben cumplir las corrientes por el diodo mínimas y máximas según el manual del H11L3:

I_D^{max}	60 mA
I_D^{min}	5 mA

Tabla 5.1: Corrientes máximas y mínimas del diodo interno del H11L3.

Lo cual significa que $I_C^{npn} < 60$ mA , es decir:

$$\frac{V_{CC} - V_{DIODO} - V_{CEsat}^{npn}}{R_1} < 60 \text{ mA} \quad (5.2)$$

Capítulo 5. Bloque de Disparo

Y además, $I_C^{npn} > 5 \text{ mA}$, o sea:

$$\frac{V_{CC} - V_{DIODO} - V_{CEsat}^{npn}}{R_1} > 5 \text{ mA} \quad (5.3)$$

De forma arbitraria, se elige $I_C^{npn} = 20 \text{ mA}$ y $V_{CC} = 12 \text{ V}$, por lo que se culmina: $R_1 = 510 \Omega$ y $R_{ctrl} = 10 \text{ k}\Omega$.

Salida del Optoacoplador

Por otro lado, estudiando la sección que corresponde a la salida del optoacoplador:

Si la señal de Control = '1' entonces $V_{OUT}^{opto} = V_{OL}$ con V_{OL} su voltaje mínimo de salida variando entre 0,2 V y 0,4 V (ver hoja de datos). Bajo estas hipótesis se deberían verificar las condiciones de saturación y respetar los *maximum ratings* de los manuales de cada componente.

Según la hoja del H11L3, existe una corriente de salida máxima admitida: $I_{OUT}^{max} = 50 \text{ mA}$. Consecuentemente:

$$\frac{V_{CC} - V_{EBon}^{pnp} - V_{OL}}{R_3} < 50 \text{ mA} \quad (5.4)$$

Se llega a que $R_3 > 212 \Omega$. Se utiliza, de la serie E12, $R_3 = 270 \Omega$.

Para el encendido de los tiristores utilizados se necesita una corriente *gate-cátodo* mínima de 150 mA (ver hoja de datos en A.3). Se elige arbitrariamente: $I_{GK} = 200 \text{ mA}$.

Por otro lado:

$$I_C^{pnp} = I_{GK} + \frac{V_{CCopto} - V_{ECsat}^{pnp}}{R_4} \quad (5.5)$$

Se elige arbitrariamente $I_C^{pnp} = 400 \text{ mA}$, obteniendo a partir de la ecuación de la corriente I_C : $R_4 = 56,5 \Omega$. De la serie E12: $R_4 = 56 \Omega$. De igual forma para $R_5 = 56 \Omega$.

Por último, se deben verificar las restricciones de saturación del transistor:

- $I_C^{pnp} > 0$
- $I_B^{pnp} > I_C^{pnp} / \beta$

Donde:

$$I_B^{pnp} = \frac{V_{CC}^{opto} - V_{EBon}^{pnp} - V_{OL}}{R_3} - \frac{V_{CC}^{opto} - V_{EBon}^{pnp} - V_{CC}^{opto}}{R_2} \quad (5.6)$$

e I_C se describe como se menciona anteriormente.

Sustituyendo por los valores ya determinados y los descritos en los manuales de los componentes: $R_2 > 33 \Omega$. De la serie E12 se aplica: $R_2 = 330 \Omega$.

A continuación se calculan las potencias disipadas por las resistencias calculadas.

5.2. Diseño del Circuito

$$P_{Rctrl} = (10 \text{ k}\Omega) \left(\frac{V_{cc} - V_{BEon}^{npn}}{10 \text{ k}\Omega} \right)^2 = 12,7 \text{ mW} \quad (5.7)$$

$$P_{R1} = (20 \text{ mA})^2 (470 \text{ }\Omega) = 0,204 \text{ W} \quad (5.8)$$

$$P_{R2} = \frac{(0,2 \text{ V} - (V_{cc} - V_{EBon}^{pnp}))^2}{270 \text{ }\Omega} = 0,416 \text{ W} \quad (5.9)$$

$$P_{R3} = \frac{(0,2 \text{ V} - (V_{cc} - V_{EBon}^{pnp}))^2}{330 \text{ }\Omega} = 0,60 \text{ W} \quad (5.10)$$

$$P_{R4} = \frac{(V_{cc} - V_{EC SAT}^{pnp})^2}{56 \text{ }\Omega} = 2,3 \text{ W} \quad (5.11)$$

$$P_{R5} = \frac{(V_{cc} - V_{EC SAT}^{pnp})^2}{47 \text{ }\Omega} = 2,71 \text{ W} \quad (5.12)$$

Componente	Valor	Potencia
Optocoplador H11L3	-	-
Transistor BC549	-	-
Transistor BC327	-	-
R_{ctrl}	10 k Ω	1.85 mW
R_1	470 Ω	0.204 W
R_2	330 Ω	0.416 W
R_3	270 Ω	0.60 W
R_4	56 Ω	2.3 W
R_5	47 Ω	2.71 W

Tabla 5.2: Componentes del circuito de disparo.

5.2.2. Diseño Final

Con la finalidad de hacer un diseño más eficiente y que involucre una menor disipación en los componentes, se realiza un nuevo diseño del circuito de disparo.

Con respecto a los componentes que se encuentran a la izquierda del optoacoplador, las modificaciones son las siguientes:

- La resistencia de R_{ctrl} se fija en 4,7 k Ω para dar lugar a una mayor corriente de entrada, ya que el transistor se enciende con corriente y no con tensión.
- Se incluye una resistencia de 10 k Ω entre la base y emisor del NPN, debido a que la base no puede quedar flotante cuando no hay alimentación, por protección.
- Se decide trabajar con una tensión de 5 V tanto para la entrada como para la alimentación, por lo tanto, la tensión de alimentación será la misma del *Arduino*. De esta forma, se ahorra una fuente de tensión. Se verifica el buen funcionamiento del circuito con 5 V.

Capítulo 5. Bloque de Disparo

Con respecto al resto del circuito, las modificaciones son:

- Se quiere que los 200 mA del colector vayan directo al tiristor. Para ello, se fija la resistencia R_4 con un valor mucho mayor a R_5 .
- El voltaje V_{GK} *gate triggering* del transistor es 3 V. Si por R_5 circulan los 200 mA, entonces se tiene $R_5 = \frac{12V - 0,7V - 3V}{200mA} = 41,5 \Omega$. Entonces $R_5 = 39 \Omega$.

$$P_{R5} = \frac{(12V - 0,7V - 3V)^2}{39 \Omega} = 1,76W \quad (5.13)$$

Por esta razón, se fija P_{R5} en 5 W.

- La resistencia R_4 se fija en 1 k Ω para que sea mucho mayor a R_5 . La misma queda de 0,25 W.
- La potencia que disipa el transistor BC327 es: $P_T = (0,7V)(200mA) = 0,14W$, valor que se encuentra por debajo del *maximum rating* de 0,625 W.
- Por otro lado, se busca que la corriente de base del transistor BC327 sea de 10 mA, para ello se dimensionan las resistencias R_2 y R_3 de forma tal que por R_2 circulen 2 mA y por R_3 12 mA.

$$R_2 = \frac{1,2V}{2mA} = 600 \Omega \longrightarrow R_2 = 470 \Omega \quad (5.14)$$

$$P_{R2} = (470 \Omega)(2mA)^2 = 1,88mW \longrightarrow P_{R2} = 0,25W \quad (5.15)$$

$$R_3 = \frac{12V - 1,2V - 0,2V}{12mA} = 883 \Omega \longrightarrow R_3 = 800 \Omega \quad (5.16)$$

$$P_{R3} = (800 \Omega)(12mA)^2 = 115mW \longrightarrow P_{R3} = 0,25W \quad (5.17)$$

Por último, se deben verificar las restricciones de saturación del transistor:

- $I_C^{pnp} = 212mA > 0$
- $I_B^{pnp} = 10mA > I_C^{pnp}/\beta = \frac{212mA}{100} = 2,12mA$

Adicionalmente, se agregan condensadores entre las alimentaciones y GNDs para eliminar ruido en la tensión de alimentación, generalmente causados por las variaciones de corriente y tensión en los circuitos de potencia. Los valores elegidos son en base a valores típicos que se usan en circuitos electrónicos que manejan voltajes similares: $C_{IN} = 0,1 \mu F$ y $C_{OUT} = 10 \mu F$.

5.3. Diseño del PCB

Componente	Valor	Potencia
Optocoplador H11L3	-	-
Transistor BC549	-	-
Transistor BC327	-	0.14 W
R_{ctrl}	4.7 k Ω	0.25 W
R_{BE}	10 k Ω	0.25 W
R_1	470 Ω	0.25 W
R_2	470 Ω	0.25 W
R_3	800 Ω	0.25 W
R_4	1 k Ω	0.25 W
R_5	39 Ω	5 W
C_{IN}	0.1 μ F	-
C_{OUT}	10 μ F	-

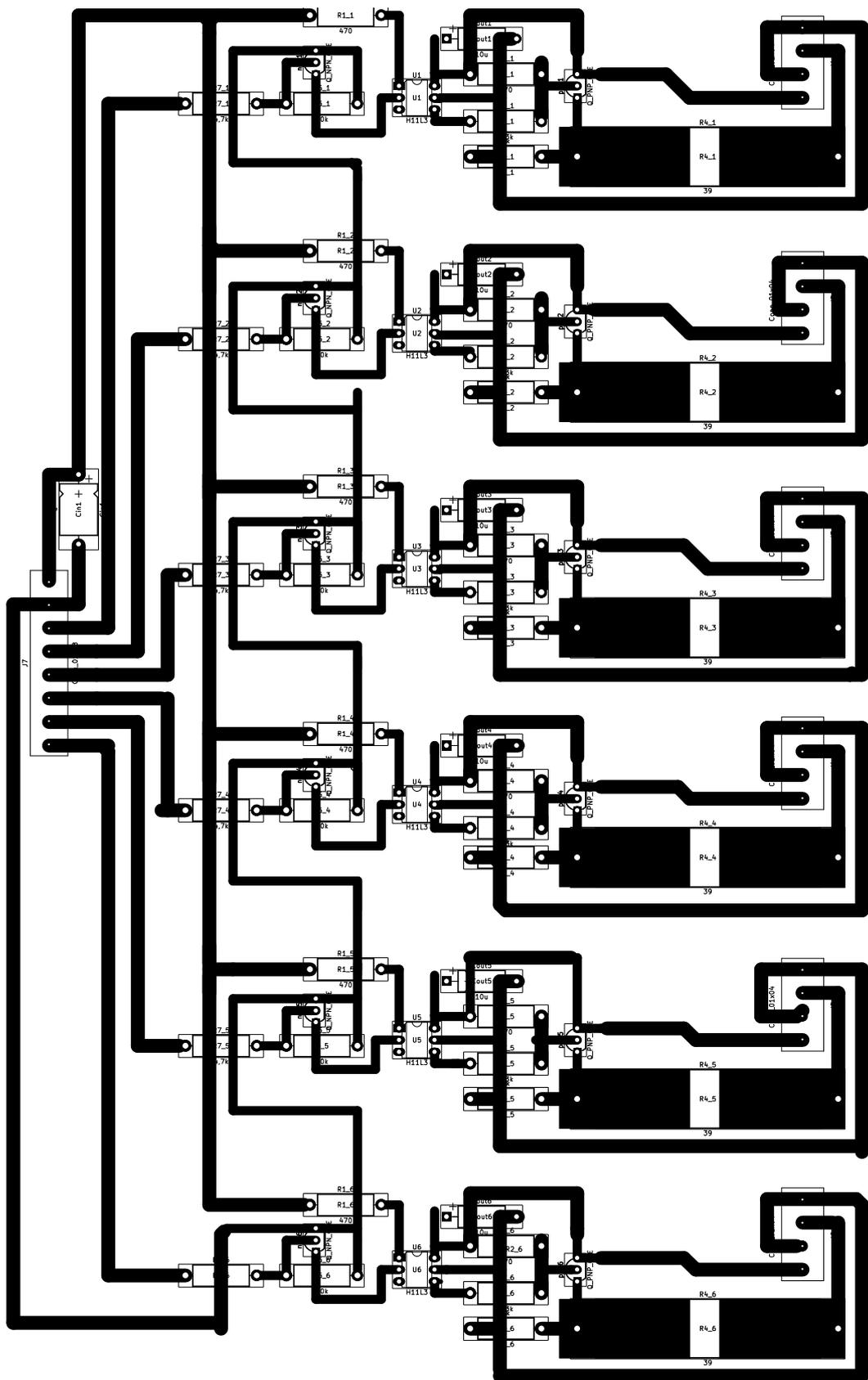
Tabla 5.3: Tabla con los componentes del diseño final del circuito de disparo.

5.3. Diseño del PCB

Las consideraciones para el diseño del PCB del circuito de disparo son las siguientes:

- Total separación del lado de señal del de potencia (no pueden haber conductores entre los terminales del optoacoplador).
- Para la parte de potencia, pistas de 3mm de ancho.
- Para la resistencia de 5 W, elevación con respecto a la placa de cobre y gran área de cobre en los bornes (para una buena disipación del calor).
- Separación de al menos 5 mm entre cada uno de los circuitos de cada tiristor para no comprometer la aislación.

A continuación se muestra el PCB del Circuito de Disparo.



5.4. Fuentes de Alimentación DC

Para la alimentación en continua de los distintos bloques se decide utilizar fuentes AC/DC comerciales para equipos portátiles, cuyos terminales de salida de continua son extraídos para así acceder a los conductores positivo y negativo por separado. Se requieren dos fuentes de 5 V para formar ± 5 V y diez fuentes de 12 V, ocho para los circuitos de disparo (cuatro para cada fuente), y dos para los circuitos de medida (± 12 V).

Todas las fuentes se ensayan en vacío y con carga. Se busca observar el comportamiento de la tensión de salida para distintos niveles de carga, de forma de concluir si la fuente en cuestión es útil o no. Primero se ensayan ambas fuentes midiendo sus salidas través del osciloscopio. La fuente de 12 V presenta una tensión por encima de los 12 V para ambos ensayos (12,4 V), y la de 5 V presenta un voltaje de 4,72 V para una carga de 1,94 Ω . Por está razón se procede a realizar un ensayo más detallado de la fuente de 5 V.

5.4.1. Ensayo Fuentes de 5 V

La tabla 5.4 detalla el ensayo de la fuente, variando la resistencia de carga.

Resistencia (Ω)	Voltaje (V)
1,85	3,79
2,82	3,88
3,30	4,03
3,72	4,55
4,01	4,69
4,20	4,55
4,40	4,60
4,86	4,66
5,07	4,77
5,25	4,78
6,12	4,80
6,29	4,86
6,49	4,85
6,92	4,82
8,66	5,00
10,54	5,03
14,82	5,07
16,22	5,08
17,0	5,10

Tabla 5.4: Ensayo con carga de la fuente 5 V.

Se concluye que es posible utilizar la presente fuente, ya que para un consumo en el entorno de 1 A, la tensión de la fuente es 4,77 V, la cual se encuentra dentro de un 5 % de los 5 V. Un circuito lógico suele soportar al menos un ± 5 % de variación de tensión en base a la hoja de datos de los componentes.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 6

Bloque de Sincronismo

El circuito de sincronismo tiene como función generar ondas cuadradas a partir de la red trifásica. Dichas ondas se utilizan como referencia para que el *Arduino* de Disparo pueda generar las señales de disparo de los tiristores. Se tiene un circuito de sincronismo por cada fase.

6.1. Funcionamiento del Circuito

El sincronismo consta de tres transformadores monofásicos, uno por cada fase; le sigue un amplificador operacional OP07 funcionando como comparador y a la salida un diodo y una resistencia para generar una rectificación de media onda de la señal. Los tres transformadores monofásicos son de muy baja potencia y de 230/30. En las entradas V_+ y V_- del operacional se tienen un par de diodos en antiparalelo para limitar la tensión diferencial a la tensión de conducción de ± 0.7 V.

En la figura 6.1 se muestra el circuito de sincronismo.

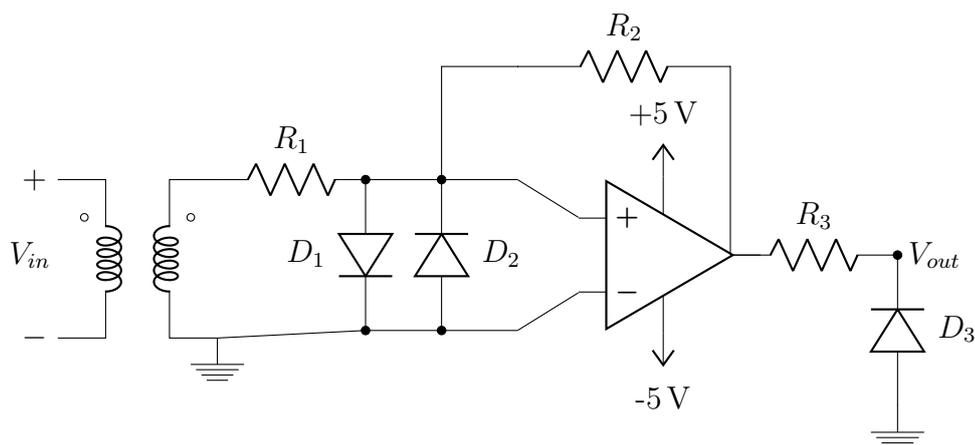


Figura 6.1: Circuito de sincronismo.

Para una señal de entrada V_{in} de 30 V impuesta por el secundario del transformador de sincronismo, el diodo D_1 se halla en estado de conducción. En estas condiciones, D_1 queda a una tensión de +0,7 V y el amplificador operacional satura a +5 V. El diodo D_3 se halla bloqueado por lo que la tensión de salida es 5 V.

Capítulo 6. Bloque de Sincronismo

En caso contrario, cuando la tensión de entrada es -30 V, el diodo D_2 se halla en estado de conducción, por lo que la tensión diferencial del operacional es negativa. El amplificador satura a -5 V y el diodo D_3 se halla en conducción por lo que la tensión de salida es 0 V. La figura 6.2 presenta las tensiones mencionadas.

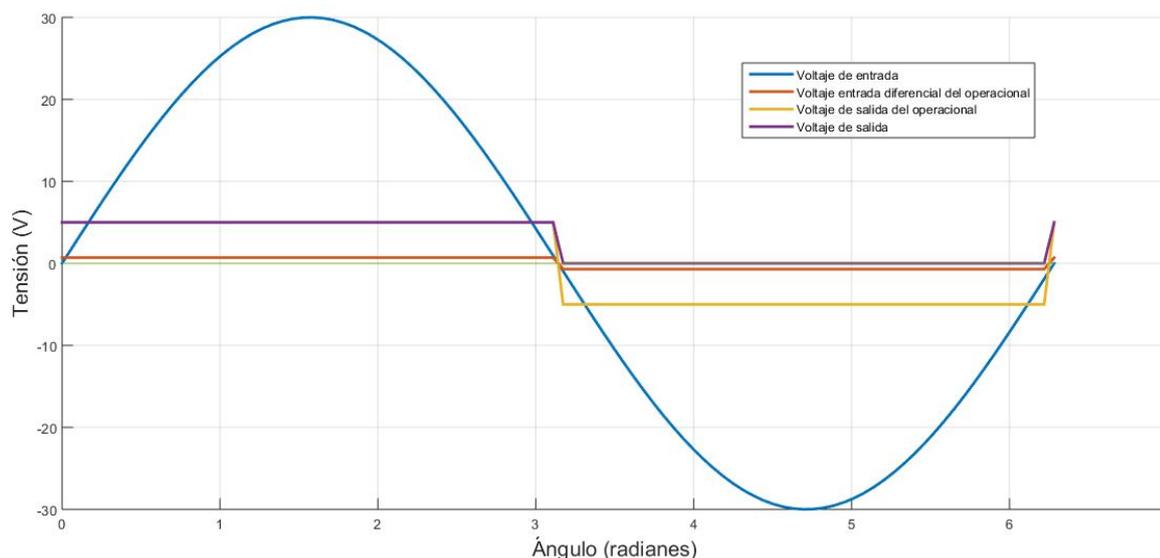


Figura 6.2: Voltajes relevantes del circuito.

6.2. Diseño del Circuito

En primera instancia, se implementa un amplificador operacional OP07 en configuración *Schmitt Trigger*. La ventana de histéresis del *Schmitt Trigger* se fija en un 10 % de la tensión de pico de entrada, es decir, un 10 % de $\sqrt{2} \times 30$. El ancho de la ventana de histéresis vale: $2 \frac{V_{CC} R_1}{R_2}$. Por lo tanto, se impone:

$$\frac{V_{CC} R_1}{R_2} = 0,1 \times \sqrt{2} \times 30 \quad (6.1)$$

Como la tensión de alimentación es $V_{CC} = 5$ V, se tiene:

$$\frac{R_1}{R_2} = 0,1 \times \sqrt{2} \times \frac{30}{5} \longrightarrow R_1 = 20 \text{ k}\Omega \longrightarrow R_2 = 24 \text{ k}\Omega \quad (6.2)$$

Por último, se conecta un diodo y una resistencia para quedar con una rectificación de media onda de la señal, cuyos valores se describen a continuación.

Luego de ya construido el circuito físico se decide reducir la ventana de histéresis. Para reutilizar las placas ya grabadas, simplemente se colocan diodos (de tensión 0,7 V) en antiparalelo en la entrada diferencial del operacional. Ante estos cambios, el operacional ya no tiene configuración de *Schmitt Trigger* sino de comparador. La resistencia R_1 impide el cortocircuito entre el secundario del transformador y los diodos. Por otro lado, R_2 ayuda a mantener un voltaje de salida fijo frente a pequeñas perturbaciones en el cruce por cero de la entrada. Si el voltaje

de entrada es positivo, la salida es +5 V. Ante una perturbación en la entrada que implicara un cambio de estado de saturación, la corriente por R_2 contribuye a mantener en conducción al diodo D1, conservando el estado.

6.2.1. Tensión de Salida

Se define como $V_{out} = V_{D3}$. Por otro lado, se limita según: $-0,5 \text{ V} < V_{out} < 5 \text{ V}$ debido a que la salida de este circuito se conecta a pines digitales del *Arduino* que necesitan dicha restricción. De aquí se desprende la imposibilidad de utilizar diodos comunes, ya que la caída de tensión en conducción rondaría los 0,6 V para el diodo D3. Cuando D3 conduce, este impondría un voltaje en el pin por debajo del límite inferior de seguridad. Lo más deseable sería que fuese lo más cercano a 0 V (diodo ideal) y así reducir las posibilidades de ruptura al mínimo. Para ello, se requiere la hoja de datos del diodo para utilizar las curvas de corriente directa (I_f) en función de la caída de tensión del diodo (V_f) y asegurar este aspecto. Por esto se utiliza un diodo Schottky (hoja de datos en A.3) cuya curva se presenta en la figura 6.3.

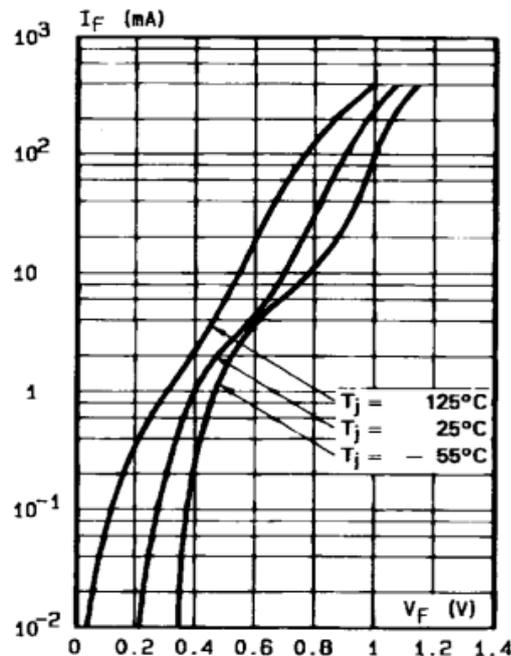


Figura 6.3: I_f en función de V_f para distintas temperaturas.

Del gráfico 6.3 se deduce que con una baja I_f , es decir, con R_3 lo más grande posible, se tendría V_f muy cercano a 0 V. En esta situación existen las corrientes de fugas, las cuales son particularmente grandes en este tipo de diodos. Se prueban varios valores de resistencia hasta tener una señal a la salida del sincronismo detectable como alta o baja en los pines. Se termina eligiendo $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$ lo que provoca una corriente de la salida de 0,33 mA.

Adicionalmente se agregan condensadores de valor $0,1 \mu\text{F}$ en paralelo a las fuentes DC de 5 V para eliminar ruidos en la tensión de alimentación, generalmente causados por las variaciones de corriente y tensión en los circuitos de potencia.

Capítulo 6. Bloque de Sincronismo

Componente	Valor	Potencia
Transformador 230/30	-	-
Diodo 1N4148	0.7 V	-
Amp. Operacional OP07	-	-
R_1	20 k Ω	-
R_2	24 k Ω	-
R_3	15 k Ω	-
Diodo Schottky	-	-

Tabla 6.1: Componentes finales del circuito de sincronismo.

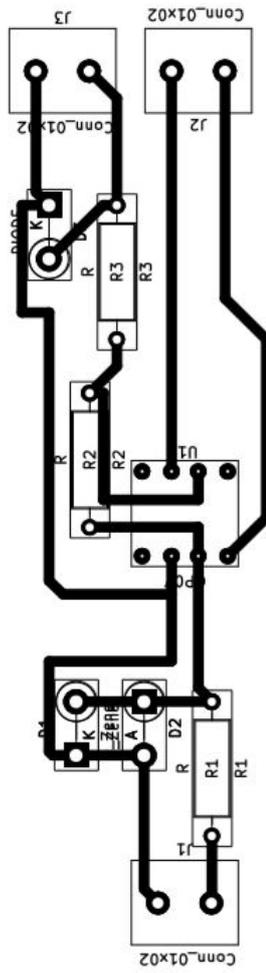
6.3. Diseño del PCB

Las consideraciones para el diseño del PCB del circuito de sincronismo son las siguientes:

- Ubicación de las borneras en la periferia del circuito.
- Borneras de entrada en un extremo, y borneras de salida junto a la bornera de la fuente de continua, en otro extremo.
- Ancho de las pistas del circuito de 1 mm.

A continuación se muestra el PCB del Circuito de Sincronismo.

6.3. Diseño del PCB



6.4. Prueba del Transformador de Potencia y Transformadores de Sincronismo

6.4.1. Transformadores de Sincronismo

Los intermediarios entre el circuito de sincronismo y el transformador de potencia son los transformadores de sincronismo. Estos son tres transformadores monofásicos con conexión triángulo/estrella, y relación de transformación 230/30.

Los seis transformadores (tres para cada fuente) se ensayan primero con poca tensión para luego ir aumentándola hasta 230 V. Por último, se determinan los puntos de los bobinados al observar el primario y el secundario en distintos canales del osciloscopio y ver su desfase.

6.4.2. Prueba de ambos Transformadores

Se conocen las características del transformador de potencia, ya que el mismo fue diseñado para esta fuente por un grupo de proyecto anterior [2] y se encontraba en la Facultad de Ingeniería para su uso. Éste posee sus 18 bornes accesibles.

Lo ideal sería que la tensión de salida del transformador de potencia coincidiera en fase con la tensión de salida de los transformadores de sincronismo.

A la salida del transformador de potencia se quiere 300 V fase-fase. Se comprueba, realizando la conexión triángulo/triángulo y midiendo la salida, que con la presente conexión se obtienen los 300 V requeridos.

Luego se conectan los transformadores de sincronismo en configuración triángulo/estrella, debido a que su salida (conectada a los circuitos de sincronismo) necesita un neutro de referencia. Ambos esquemáticos de conexiones se representan en las figuras 6.4 y 6.5.

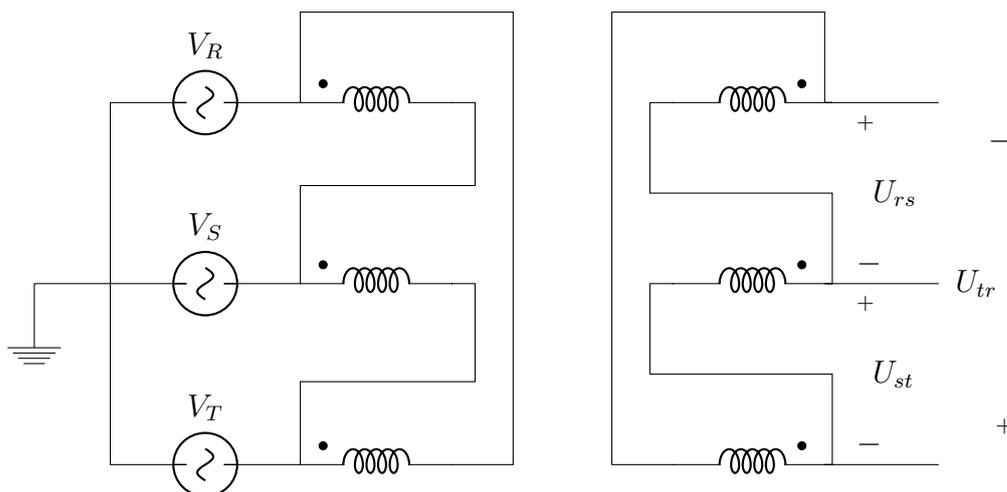


Figura 6.4: Conexión triángulo/triángulo del transformador de potencia.

6.4. Prueba del Transformador de Potencia y Transformadores de Sincronismo

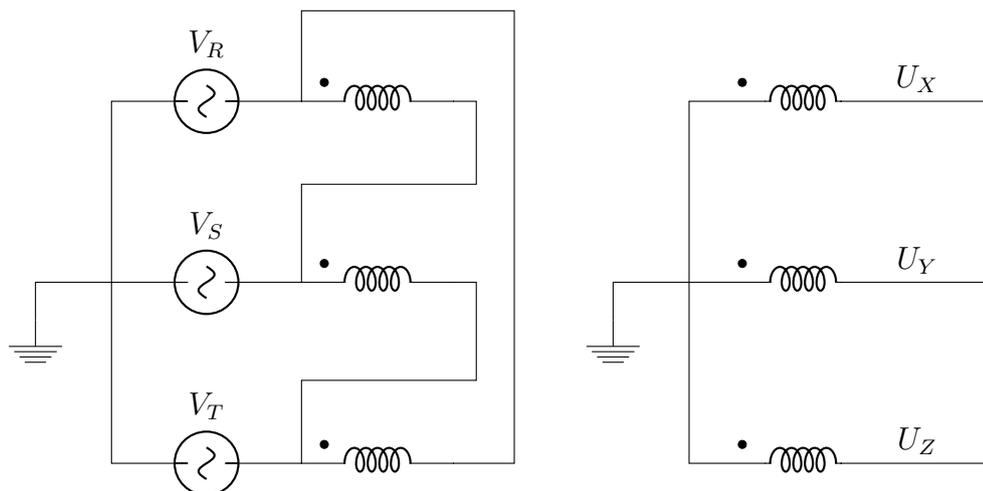


Figura 6.5: Conexión triángulo/estrella de los transformadores de sincronismo.

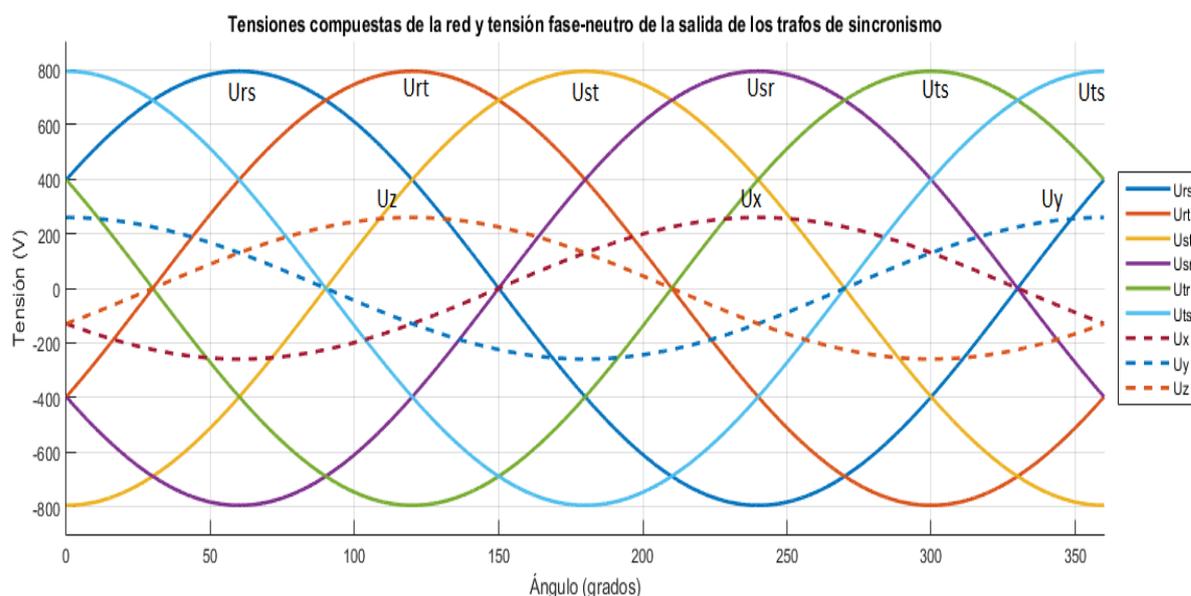


Figura 6.6: Relación entre la salida del transformador de potencia (líneas continuas) y los de sincronismo (líneas punteadas).

En la figura 6.6 se comparan las tensiones fase-fase a la salida del transformador de potencia y las tensiones fase-neutro en las salidas de los transformadores de sincronismo. Es necesario aclarar que las ondas de la imagen anterior no están a escala debido a la gran diferencia de magnitudes entre ambos sistemas.

Para establecer los instantes correctos de disparos del puente, es necesario tener en cuenta los desfases impuestos por los conexionados de los transformadores. De la imagen 6.6 se desprende, por ejemplo, que el tiristor 1 tiene su instante de conmutación natural en el corte de U_Z con el eje horizontal y pendiente positiva donde la tensión U_{rt} comienza a ser positiva. De aquí, surge la necesidad de ajustar el código de disparo de los tiristores ante las tensiones presentadas.

6.4.3. Conexionados de fases

A partir de la discusión anterior se desprende:

- T1 se dispara tomando como origen de alfa el cruce por cero y pendiente positiva de la fase Z y se encuentra en fase con la tensión RT.
- T2 se dispara tomando como origen de alfa el cruce por cero y pendiente negativa de la fase Y y se encuentra en fase con la tensión ST.
- T3 se dispara tomando como origen de alfa el cruce por cero y pendiente positiva de la fase X y se encuentra en fase con la tensión SR.
- T4 se dispara tomando como origen de alfa el cruce por cero y pendiente negativa de la fase Z y se encuentra en fase con la tensión TR.
- T5 se dispara tomando como origen de alfa el cruce por cero y pendiente positiva de la fase Y y se encuentra en fase con la tensión TS.
- T6 se dispara tomando como origen de alfa el cruce por cero y pendiente negativa de la fase X y se encuentra en fase con la tensión RS.

Capítulo 7

Bloque de Medida

El presente capítulo describe los circuitos implementados para escalar el voltaje de salida del filtro LC y la corriente por la inductancia a una tensión entre 0 V y 5 V capaz de ser interpretada por el *Arduino*, para luego emplearse en funcionalidades del control.

Los circuitos diseñados son los utilizados para la fuente de 20 A, mientras que los ensayados en la siguiente sección son los de la fuente de 7 A. Ambos tienen la misma estructura pero algunos valores en los componentes difieren entre ellos. Desde el inicio del proyecto se cuenta con los circuitos de medida de tensión y corriente para la fuente de 7 A, es por esta razón que se diseñan los de la fuente de 20 A y se ensayan los de 7 A.

7.1. Medida de Tensión

7.1.1. Funcionamiento del circuito

El circuito consta de un transductor de voltaje seguido de un amplificador operacional y un filtro RC. La corriente primaria requerida por el transductor es generada a través de la tensión de salida en el condensador C del filtro de potencia junto con una resistencia de entrada. La corriente secundaria del transductor junto con una resistencia generan la tensión de entrada del amplificador operacional en configuración no inversora. Luego, la tensión resultante es filtrada por un circuito RC. Además, en paralelo al condensador del filtro RC se tiene un Zener para evitar sobretensiones en el *Arduino*.

El bloque de medida de tensión se visualiza en el diagrama 7.1.

7.1.2. Diseño del Circuito

Para lograr una transducción de voltaje con aislación galvánica entre el circuito de potencia y electrónica, se utiliza el LV20-P (hoja de datos en A.3).

Analizando la hoja de datos del transductor, se desprende que la relación de corriente entrada/salida es de $k_N = 2500 : 1000$.

La corriente de entrada nominal por el LV20-P es $I_{PN} = 10$ mA. Considerando la máxima tensión media por el condensador de 300V (por diseño) y que la resistencia de entrada al trans-

Capítulo 7. Bloque de Medida

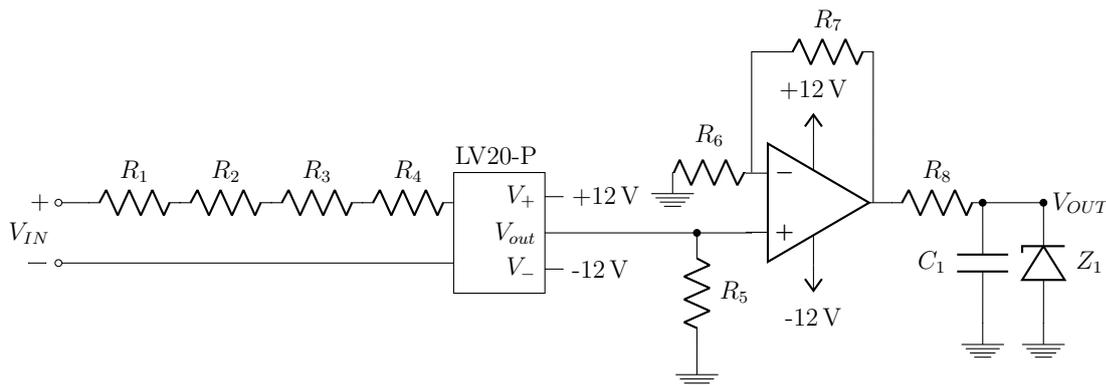


Figura 7.1: Circuito de medida de tensión.

ductor es nula, se coloca la resistencia de entrada R_{IN} ($R_{IN} = R_1 + R_2 + R_3 + R_4$) para que no supere la corriente nominal en el transductor dado un voltaje máximo en el capacitor de potencia:

$$\frac{V_{IN}^{LV20-P}}{R_{IN}^{LV20-P}} < I_{PN}^{LV20-P} \quad (7.1)$$

Por lo que:

$$R_{IN}^{LV20-P} > 30 \text{ k}\Omega \quad (7.2)$$

Para obtener los 30 k Ω se utilizaron resistencias de 20 k Ω , 8.2 k Ω , 5.6 k Ω y 1 k Ω en serie, equivalente a una $R_{IN}^{LV20-P} = 34.6 \text{ k}\Omega$.

Como se utiliza un amplificador operacional en su configuración no inversora, se tiene:

$$V_{OUT} = V_+ \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) = (I_S R_5) \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) \quad (7.3)$$

Según la hoja de datos, $I_{SN} = 25 \text{ mA}$ cuando circula la corriente nominal por el primario del LV20-P. Además, la tensión máxima de V_{OUT} se restringe a 5 V debido a que la tensión de salida se conecta al *Arduino*. Como consecuencia, se diseña de forma tal que para 300 V de tensión de entrada, la tensión de salida conectada al *Arduino* sean 3 V.

$$I_P = \frac{V_{IN}}{R_{IN}^{LV20-P}} = \frac{300V}{34,6k\Omega} = 8,7mA \quad (7.4)$$

Entonces:

$$I_S = 2,5(8,7 \text{ mA}) = 21,7 \text{ mA} \longrightarrow (I_S R_5) \left(1 + \frac{R_7}{R_6} \right) = V_{OUT} \quad (7.5)$$

Se utiliza $R_5 = 68 \Omega$ y $R_6 = R_7 = 18 \text{ k}\Omega$ y se obtiene un $V_{OUT} = 2.95 \text{ V}$.

Finalmente, a la salida se tiene un filtro RC y un Zener de 5,1 V para proteger al *Arduino*. El filtro RC tiene una frecuencia de corte de 4 kHz ubicada a más de una década por encima de la fundamental, para filtrar o atenuar algunas componentes producto de las conmutaciones e interferencias del dispositivo.

La transferencia para el circuito se basa en la concatenación del LV20-P, del amplificador no inversor y el filtro RC. La transferencia del transductor se obtiene como:

7.1. Medida de Tensión

$$V_{OUT}^{LV20-P} = 2,5 \times I_{IN}^{LV20-P} \times R_5 \text{ con } I_{IN}^{LV20-P} = \frac{V_{OUT}^{PUENTE}}{R_{IN}^{LV20-P}}.$$

Entonces la transferencia del circuito es:

$$\frac{V_{OUT}^{BLOQUE}}{V_{OUT}^{PUENTE}}(s) = \frac{2,5R_5}{R_{IN}^{LV20-P}} \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \left(\frac{1}{1 + sR_8C_{15}}\right) \quad (7.6)$$

El cálculo de las potencias que disipan las resistencias es el siguiente:

$$P_{8,2k} = R_1 I_P^2 = (8,2 \text{ k}\Omega)(8,7 \text{ mA})^2 = 0,62 \text{ W} \quad (7.7)$$

$$P_{20k} = R_2 I_P^2 = (20 \text{ k}\Omega)(8,7 \text{ mA})^2 = 1,51 \text{ W} \quad (7.8)$$

$$P_{5,6k} = R_3 I_P^2 = (5,6 \text{ k}\Omega)(8,7 \text{ mA})^2 = 0,42 \text{ W} \quad (7.9)$$

$$P_{1k} = R_4 I_P^2 = (1 \text{ k}\Omega)(8,7 \text{ mA})^2 = 0,07 \text{ W} \quad (7.10)$$

$$P_{68} = R_5 I_S^2 = (68 \text{ }\Omega)(21,7 \text{ mA})^2 = 0,0321 \text{ W} \quad (7.11)$$

$$P_{18k} = \frac{(I_S R_5)^2}{R_6} = \frac{((68 \text{ }\Omega)(21,7 \text{ mA}))^2}{18 \text{ k}\Omega} = 0,121 \text{ mW} \quad (7.12)$$

$$P_{18k} = \frac{(V_{out} - V_-)^2}{R_7} = \frac{(2,95 \text{ V} - 1,47 \text{ V})^2}{18 \text{ k}\Omega} = 0,120 \text{ mW} \quad (7.13)$$

Por la misma razón explicada en capítulos anteriores, se colocan condensadores de $10 \mu\text{F}$ en bornes de las fuentes de $\pm 12 \text{ V}$, y condensadores de 100 nF en bornes de la alimentación del LV-20P y en bornes de la alimentación del operacional.

A continuación se presenta una tabla con los componentes del circuito de medida de tensión:

	Valor	Potencia
LV20-P	-	-
OP07	-	-
R1	8.2 k Ω	2 W
R2	20 k Ω	5 W
R3	5.6 k Ω	2 W
R4	1 k Ω	0.5 W
R5	68 Ω	0.25 W
R6	18 k Ω	0.25 W
R7	18 k Ω	0.25 W
R8	18 k Ω	-
C1	2,2 nF	-
Z1	5,1 V	-

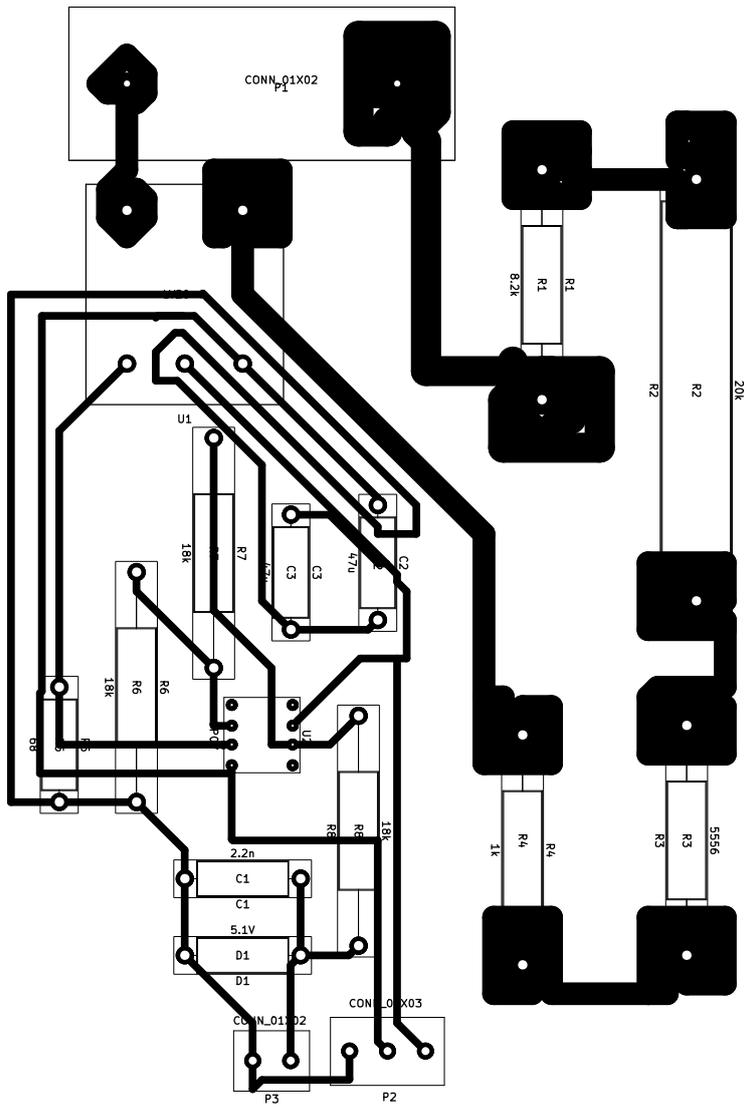
Tabla 7.1: Componentes del circuito de medida de tensión.

7.1.3. Diseño de PCB

Las consideraciones para el diseño del PCB del circuito de medida de tensión son las siguientes:

- Ubicación de las borneras en los perímetros del circuito.
- Se requiere un espacio lo suficientemente grande entre los bornes de entrada para no comprometer la aislación. La tensión de entrada puede llegar hasta los 300 V.
- Las resistencias de entrada del circuito son las encargadas de limitar la corriente de ingreso al circuito de medida de tensión. Por esta razón, las mismas disipan mayor potencia. Como consecuencia, se deben encontrar separadas entre sí, espaciadas con respecto a la placa de cobre y con una gran superficie de cobre cubriendo los bornes (por lo menos 7 mm de diámetro). La última consideración es para no generar un sobre calentamiento en la placa de cobre.
- El ancho de las pistas de cobre del lado izquierdo del LV20-P es de mayor grosor ya que transportan mayor corriente.
- El ancho de las pistas de cobre del lado derecho del LV20-P son de 1 mm.

A continuación se presenta el PCB del Circuito de Medida de Tensión:



7.2. Medida de Corriente

El circuito de Medida de Corriente se encarga de escalar la corriente por la inductancia a una señal interpretable por el *Arduino*, para luego emplearse en funcionalidades del control de corriente.

7.2.1. Funcionamiento del Circuito

La corriente por la bobina circula por un sensor de corriente de efecto Hall CL-25, cuya corriente nominal primaria es 25 A y corriente nominal secundaria 25 mA (hoja de datos en A.3). El CL-25 provee aislación galvánica entre el circuito de potencia y el circuito de electrónica. La corriente secundaria del sensor junto con una resistencia generan la tensión de entrada del amplificador operacional en configuración no inversora. Luego, la tensión resultante es filtrada por un filtro RC. Además, en paralelo al condensador del filtro RC se tiene un Zener para evitar sobretensiones en el *Arduino*.

En la figura 7.2 se presenta el circuito de medida de corriente.

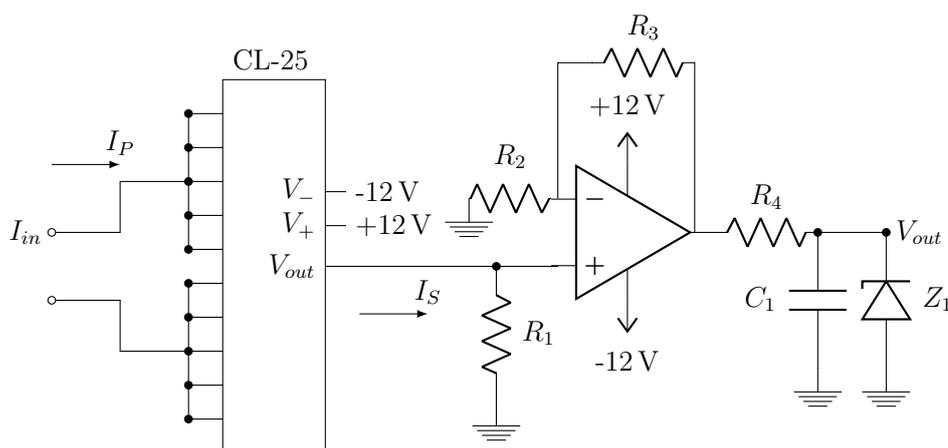


Figura 7.2: Circuito de medida de corriente.

7.2.2. Diseño del Circuito

El sensor de corriente se encarga de reducir en un factor de 1/1000 la corriente que le ingresa. El amplificador operacional se encuentra funcionando en configuración no inversora, el cual es alimentado por una fuente de alimentación de 12 V. De esta forma, la tensión de salida del operacional será:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) I_S R_1 \quad (7.14)$$

Donde I_S es la corriente secundaria del CL-25. Se tiene que $I_S = \frac{I_P}{1000}$, siendo I_P la corriente primaria de este. Sustituyendo se obtiene:

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \frac{I_P}{1000} R_1 \quad (7.15)$$

7.2. Medida de Corriente

En definitiva, la tensión de salida del amplificador es proporcional a la corriente por la bobina. El circuito se diseña de forma tal que para una corriente de 25 A de entrada se obtengan 2,5 V de salida, debido a la tensión de entrada máxima del *Arduino* de 5 V. Se elige $R_1 = 47 \Omega$ y $R_2 = R_3 = 18 \text{ k}\Omega$. Con los respectivos valores, se obtiene el siguiente V_{out} :

$$V_{out} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) I_S R_1 = 2(47 \Omega)(25 \text{ mA}) = 2,35 \text{ V} \quad (7.16)$$

Las potencias disipadas por las resistencias son las siguientes:

$$P_{R_1} = R_1 I_{NS}^2 = (47 \Omega)(25 \text{ mA})^2 = 29,3 \text{ mW} \quad (7.17)$$

$$P_{R_2} = \frac{(I_{NS} R_1)^2}{R_2} = \frac{((47 \Omega)(25 \text{ mA}))^2}{18 \text{ k}\Omega} = 0,0767 \text{ mW} \quad (7.18)$$

$$P_{R_3} = \frac{(V_{out} - V_-)^2}{R_3} = \frac{\left(\frac{(I_P R_1)(1 + \frac{R_3}{R_2})}{1000}\right)^2}{R_3} = 0,306 \text{ mW} \quad (7.19)$$

Luego se agrega un filtro pasabajos a la salida de frecuencia de corte $f = \frac{1}{2\pi R_4 C_1} = 4,02 \text{ kHz}$, una década por encima de la frecuencia de la señal (300 Hz), para filtrar o atenuar ciertas componentes producto de las conmutaciones e interferencias electromagnéticas del dispositivo. Se elige $R_4 = 18 \text{ k}\Omega$ y $C_1 = 2,2 \text{ nF}$. Por último, se agrega un diodo Zener de 5,1 V para proteger de sobrevoltajes al *Arduino*.

Se presenta la transferencia del circuito completo, ya que se utiliza en capítulos posteriores:

$$\frac{V_{out}(s)}{I_P(s)} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \frac{R_1}{1000} \frac{1}{1 + sR_4 C_1} \quad (7.20)$$

Dado que la fuente del presente proyecto cuenta con dos salidas de continua, 7 A y 20 A respectivamente, para la fuente de 7 A se utiliza un CL-25 y para la fuente de 20 A un CL-50. En este último caso, se decide utilizar un CL-50 para tener un mayor margen de corriente de entrada (hasta 50 A), ya que los 20 A refieren a un valor medio. La hoja de datos del CL-25 y CL-50 se encuentra en el A.3.

De la misma forma que en el circuito de medida de tensión, se colocan condensadores de 10 μF en bornes de las fuentes de $\pm 12 \text{ V}$ y condensadores en el entorno de los 100 nF en bornes de la alimentación del CL-25 y bornes de la alimentación del operacional.

A continuación se presenta una tabla con los valores de los componentes.

Capítulo 7. Bloque de Medida

Componente	Valor	Potencia
CL-25/ CL-50	-	-
OP07	-	-
R_1	47 Ω	0.25 W
R_2	18 k Ω	0.25 W
R_3	18 k Ω	0.25 W
R_4	18 k Ω	-
C_1	2,2 nF	-
Z_1	5,1 V	-

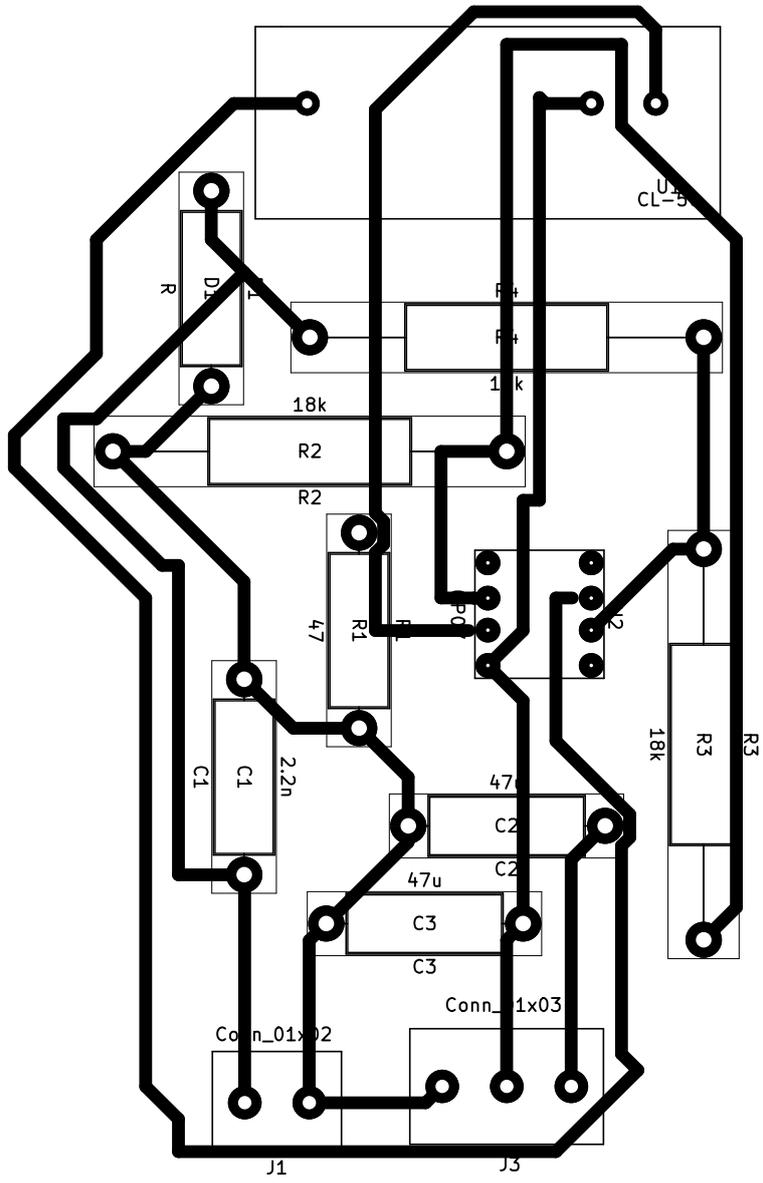
Tabla 7.2: Componentes del circuito de medida de corriente.

7.2.3. Diseño del PCB

Las consideraciones para el diseño del PCB del circuito de medida de corriente son las siguientes:

- Ubicación de las borneras en los perímetros del circuito.
- El sensor de corriente CL-50 es un toroide, por lo que no se requiere bornera de entrada en este caso.
- Usando el CL-25, el grosor de las pistas de entrada al circuito debe ser lo suficientemente grande para poder transportar la corriente de carga.
- El grosor del resto de las pistas es de 1 mm.

A continuación se presenta el PCB del Circuito de Medida de Corriente para la fuente de 20 A:



7.3. Ensayos de los Circuitos

7.3.1. Fuente 7 A

La tabla A.1 muestra los valores experimentales obtenidos al ensayar los circuitos de medida de tensión y corriente para la fuente de 7 A. El circuito de medida de corriente presenta un CL-25, el cual se utiliza para la fuente de 7 A, mientras que el circuito de medida de tensión comprende el mismo diseño para ambas fuentes.

Se abarcan valores de tensión y corriente de entrada y salida con el objetivo de cubrir todo el rango de valores para los cuales se utiliza cada circuito. Para la medida de tensión no se logra llegar hasta los 300 V debido a que la fuente DC usada en el ensayo no llega a ese nivel de tensión, aspecto que sí se logra en el circuito de medida de corriente ya que se consigue abarcar todo el rango de corriente (hasta 7 A).

Las condiciones del ensayo son:

- Carga resistiva de 9Ω para el ensayo del circuito de medida de corriente.
- Fuente DC hasta 200 V.
- Multímetro *Truper* para medir tensión de entrada.
- Pinza amperimétrica *Fluke* para medir la corriente de entrada.
- Osciloscopio para relevar la tensión de salida de ambos circuitos.

El propósito de los presentes ensayos es ver el comportamiento lineal teórico y experimental de ambos circuitos, y qué valores máximos de V_{out} representan los valores máximos de tensión y corriente de entrada (300 V y 7 A respectivamente). Se busca que los valores límites de V_{out} sean menores a 5 V para respetar las restricciones del *Arduino*.

Los resultados obtenidos se detallan en A.1. El circuito de medida de corriente refleja 1,4 V para una corriente de 7 A cumpliendo este requisito, mientras que el ensayo para el circuito de tensión no permite responder correctamente en este aspecto.

Con respecto al comportamiento lineal de ambos circuitos, se presentan las pendientes teóricas y experimentales en la tabla 7.3. La pendiente experimental es la pendiente de la recta dada por una aproximación lineal. Los valores de las pendientes son muy semejantes para ambos circuitos en comparación con sus pendientes teóricas. Su diferencia se puede explicar, entre otras razones, por la incertidumbre de las resistencias de los componentes (los cálculos están realizados con los valores teóricos).

	M Tensión	M Corriente
Pend. exp.	0.0140	0.1907
Pend teórica	0.0128	0.2

Tabla 7.3: Pendientes teóricas y experimentales de los circuitos de medida.

Las figuras 7.3 y 7.4 muestran en forma gráfica los ensayos realizados. Se puede observar el comportamiento lineal en ambos gráficos.

7.3. Ensayos de los Circuitos

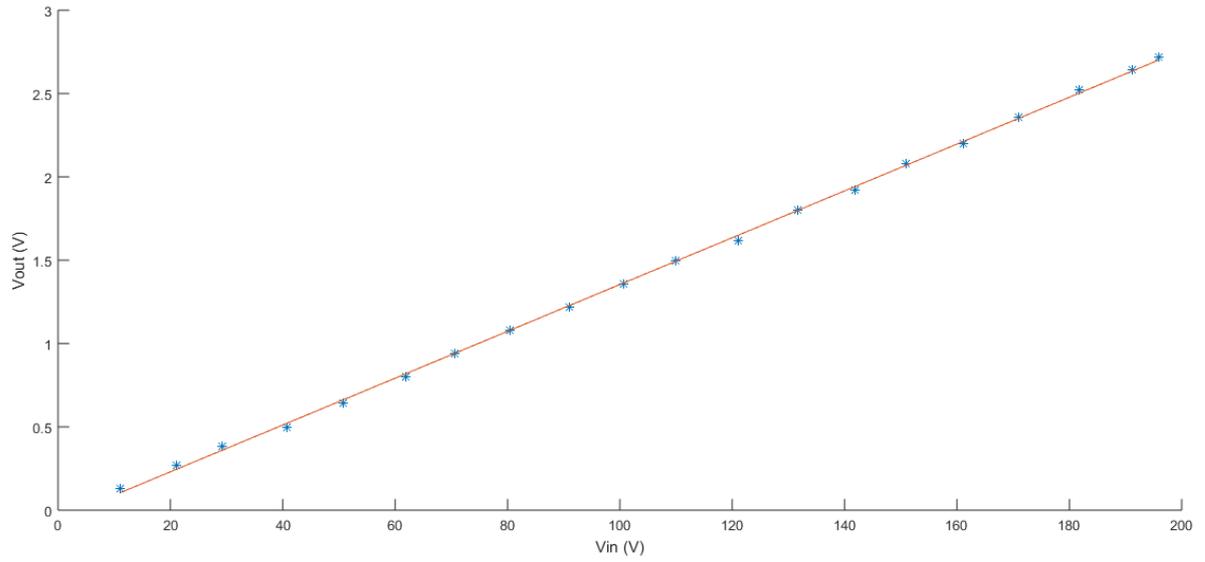


Figura 7.3: Ensayo circuito de medida de tensión.

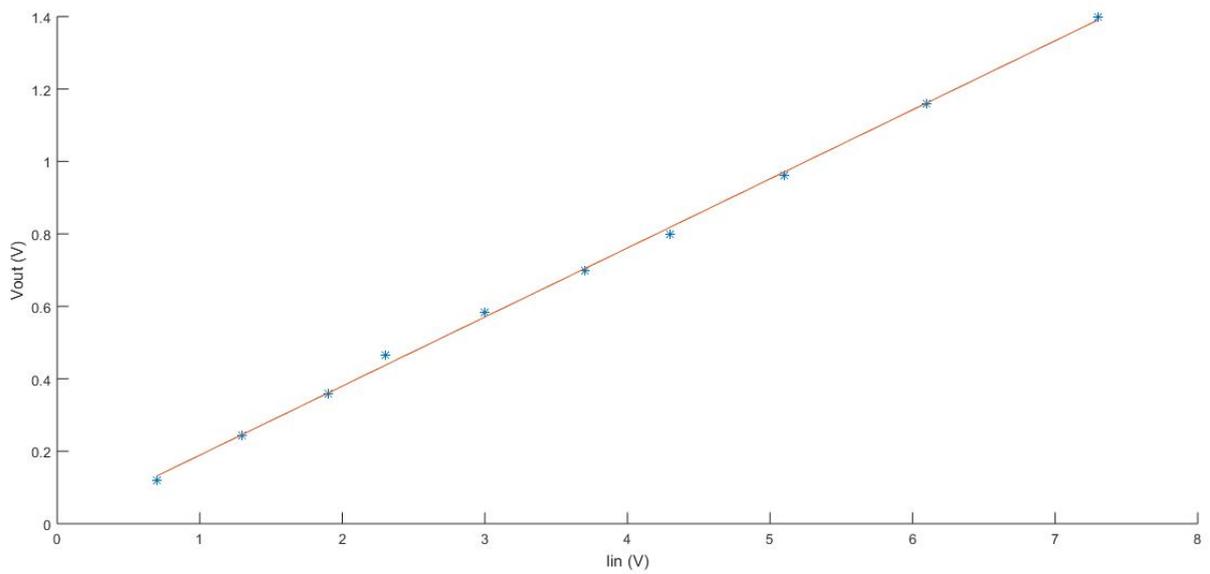


Figura 7.4: Ensayo circuito de medida de corriente.

7.3.2. Saturación

Con la finalidad de observar si existe saturación dentro de los rangos de tensión y corriente de trabajo, se realiza un nuevo ensayo para ambos circuitos.

Se presentan los tablas con los resultados registrados en la sección A.1.2. Las figuras 7.5 y 7.6 muestran la representación gráfica de dichas tablas.

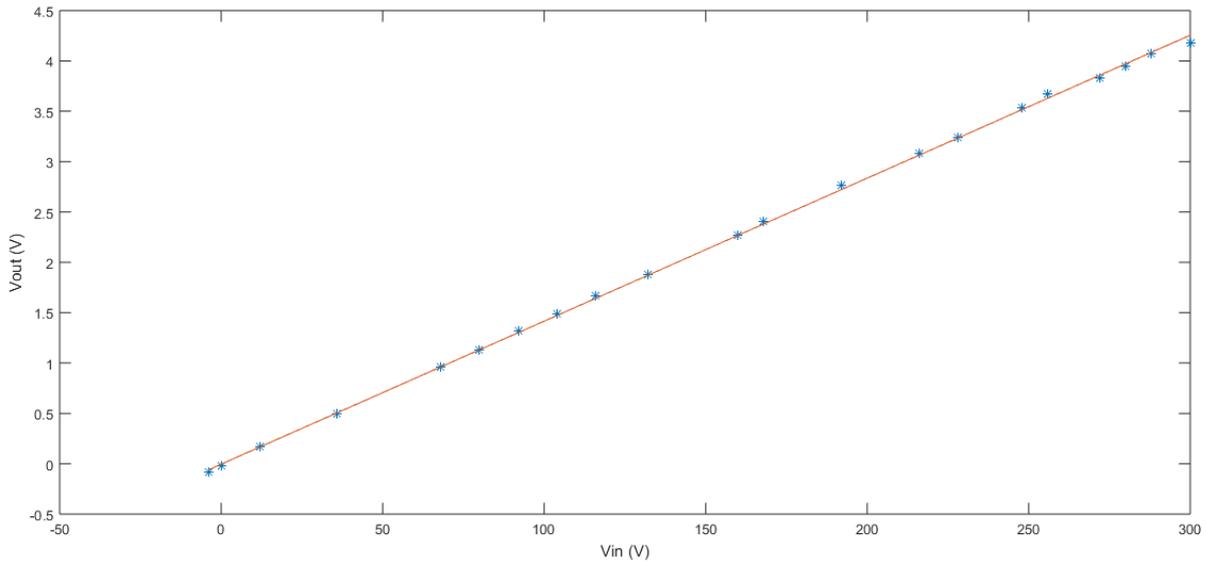


Figura 7.5: Ensayo circuito medida de tensión.

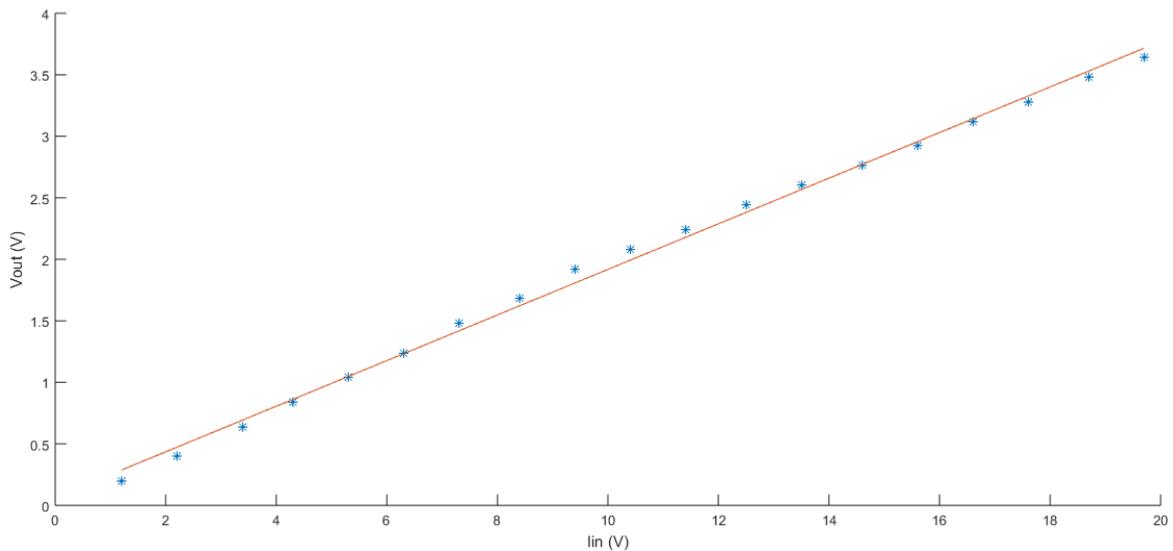


Figura 7.6: Ensayo circuito medida de corriente.

Para el ensayo de medida de tensión se utiliza el rectificador en lazo abierto para poder abarcar todo el rango de tensión y una resistencia de 45Ω . Se releva la salida (voltaje en la resistencia) utilizando el osciloscopio.

7.3. Ensayos de los Circuitos

No se observa un comportamiento de saturación en el gráfico 7.5 a excepción del último valor.

Por otro lado, el ensayo de medida de corriente se realiza con un rectificador comando arco-coseno disponible en el Taller de Máquinas del IIE. Se conecta la entrada del circuito al comando arco-coseno y la salida a una resistencia de potencia adecuada. Se mide la corriente por la resistencia en el osciloscopio con ayuda de una punta amplificadora de corriente. Se observa una saturación para corrientes superiores a 10 A. Como el circuito requiere linealidad hasta 7 A, no se necesitan hacer modificaciones.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 8

Bloque de Control

El bloque de control comprende la generación del ángulo de disparo de los tiristores partiendo del voltaje y corriente ingresados por el usuario y los valores de la salida del sistema adquiridos por los circuitos de medidas. Además, involucra su programación en la plataforma *Arduino*.

La implementación de un control por voltaje y corriente que trabajen en paralelo es uno de los requerimientos para el diseño de la fuente. Analizando la figura 8.1 es posible entender mejor esta afirmación.

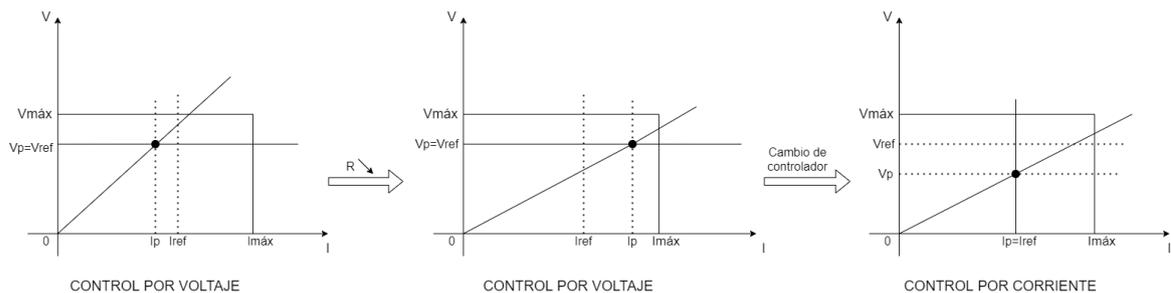


Figura 8.1: Cambio de control de voltaje a corriente ante una disminución de la resistencia de carga R. (Vp,Ip) representa el punto de operación, (Vref,Iref) el ingreso del usuario y (Vmáx, Imáx) los rangos máximos.

Si inicialmente se controla por tensión, la máquina fija el voltaje de salida en el valor ingresado por el usuario V_{REF} y la corriente queda determinada por la ley de Ohm según la resistencia impuesta. En esta situación, ante un aumento de la carga (disminución de la resistencia), la corriente podría superar I_{ref} . La máquina debe empezar a controlar por corriente, imponiendo el valor ingresado I_{ref} con un voltaje determinado por esta y R. Un razonamiento análogo describe el cambio de control de corriente a voltaje.

Ante un par (Vref, Iref), se impone el funcionamiento inicial del controlador que determina un menor voltaje (o corriente). Por ejemplo, si se ingresa (Vref, Iref)=(270 V, 2 A) teniendo una resistencia de carga $R = 45 \Omega$, se controla por corriente pues $2 A \times 45 \Omega < 270 V$ (o pensándolo por corriente porque $2 A < \frac{270 V}{45 \Omega}$).

El análisis referido al bloque de control se divide en dos partes: una primera parte que involucra la generación de α en base al estado del sistema; y una segunda que responde a la generación de los disparos de los tiristores partiendo del ángulo hallado anteriormente.

8.1. Control del Dispositivo

En primera instancia, se diseña el control en tiempo continuo para tener un primer acercamiento al problema de control. Se considera una carga $R_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}}$ donde V_{OUT} es la tensión del condensador del filtro LC e I_{OUT} la corriente por la resistencia.

Luego, se analiza el sistema en tiempo discreto.

8.1.1. Control en Tiempo Continuo

Muchos de los sistemas a controlar digitalmente en la realidad son implementables mediante un controlador proporcional-integral-derivativo (PID). Para lograr su diseño en un sistema realimentado como el de la figura 8.2, existe el método de Ziegler-Nichols.

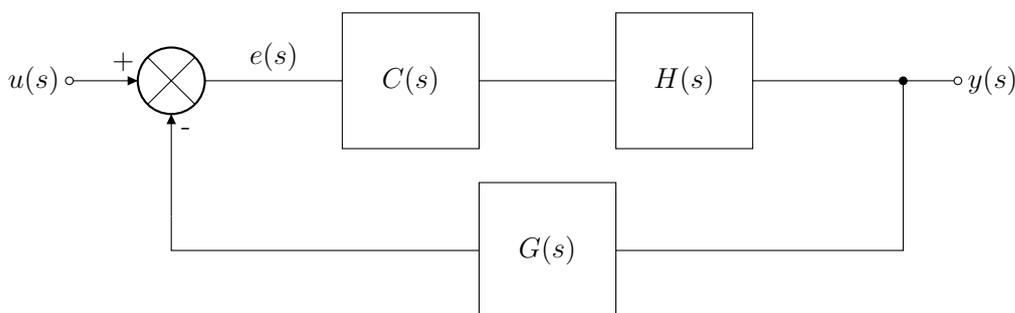


Figura 8.2: Sistema realimentado clásico.

En primera instancia, según el método, se debe implementar el sistema con un controlador proporcional. Se varía la constante de proporcionalidad k hasta obtener una respuesta al escalón en la entrada con oscilaciones sostenidas (cuyo período se denomina τ). Luego, con los valores de k y τ se determinan las constantes de un PID del tipo:

$$C(s) = k_p \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s \right) \quad (8.1)$$

utilizando la tabla 8.1:

Tipo de controlador	K_p	T_I	T_D
P	$0,5 * k$	0	0
PI	$0,45 * k$	$\tau / 1,2$	0
PID	$0,6 * k$	$\tau / 2$	$\tau / 8$

Tabla 8.1: Constantes del método de Ziegler-Nichols para representar distintos tipos de controladores.

Control por Tensión

En la figura 8.3 se muestra el diagrama de bloques del sistema realimentado a analizar: la entrada (tensión de referencia), el bloque controlador a diseñar, la transferencia de la planta junto al filtro LC y la resistencia de carga, y la transferencia del circuito de medida de tensión en el lazo de realimentación.

8.1. Control del Dispositivo

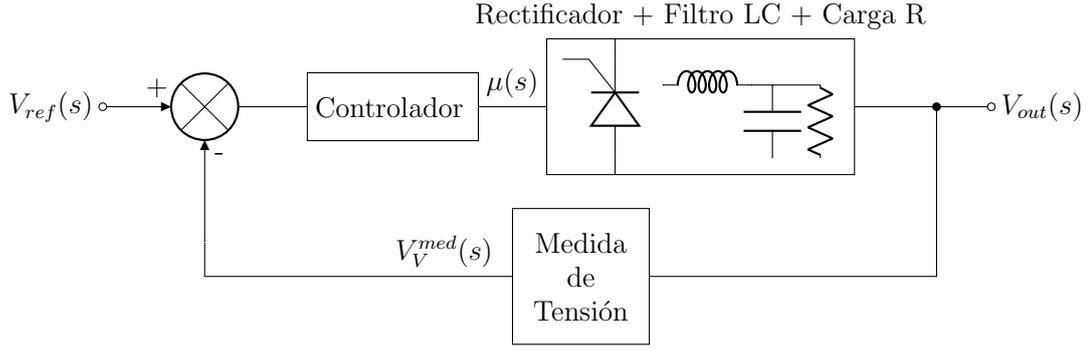


Figura 8.3: Diagrama de bloques del control por tensión.

La tensión de referencia de entrada es la que impone el usuario en la interfaz, y la cual se quiere observar luego a la salida del sistema realimentado gracias a una correcta configuración del controlador. La salida V_{out} corresponde al voltaje sobre la resistencia en paralelo al condensador de potencia.

La transferencia de la planta es analizada en el Capítulo 2, donde U_d es la tensión media de salida y μ refiere al $\cos(\alpha)$. La tensión alterna de alimentación compuesta U es 300 V. Para mayor simplicidad se trabaja con la transferencia del puente de tiristores ideal:

$$\frac{U_d(s)}{\mu(s)} = \frac{3\sqrt{2}Ue^{-\tau s}}{\pi} \quad (8.2)$$

La transferencia del filtro LC junto con la carga R es:

$$H_{LCR}(s) = \frac{V_{out}(s)}{U_d(s)} = \frac{R}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (8.3)$$

De las ecuaciones anteriores se desprende la transferencia de la planta (puente + filtro LC + carga R):

$$\frac{V_{out}(s)}{\mu(s)} = \frac{3\sqrt{2}Ue^{-\tau s}}{\pi} \frac{R}{LCRs^2 + Ls + R} \quad (8.4)$$

La transferencia del circuito de medida de tensión es:

$$\frac{V_V^{med}(s)}{V_{out}(s)} = \frac{2,5R_5}{R_{in}} \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \left(\frac{1}{1 + R_8C_1s}\right) \quad (8.5)$$

Se representa el sistema en *Matlab* y se diseña el controlador en base a las reglas de Ziegler-Nichols [8] para sintonizar controladores PID.

Se simula todo el sistema con el fin de aplicar las reglas de Ziegler-Nichols mediante la herramienta *Sisotools* de *Matlab*. De la respuesta oscilatoria del sistema se desprenden los resultados:

$$k = 0,002326 \quad (8.6)$$

$$\tau = 0,09s \quad (8.7)$$

Luego, se obtienen las constantes del PID utilizando la tabla 8.1:

$$k_P = 0,0013956 \quad (8.8)$$

$$T_I = 0,045 \quad (8.9)$$

$$T_D = 0,01125 \quad (8.10)$$

Finalmente, sustituyendo las variables por sus valores numéricos se llega a:

$$C(s) = 0,0310 \frac{(s + \frac{400}{9})^2}{s} \quad (8.11)$$

La figura 8.4 muestra la simulación de la respuesta al escalón de voltaje unitario con la implementación del controlador anterior.

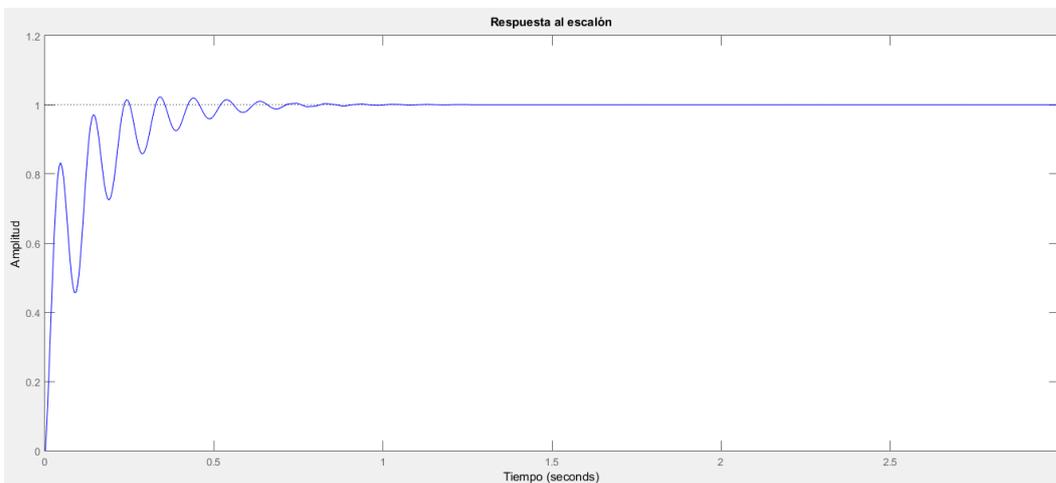


Figura 8.4: Respuesta al escalón en Vref del sistema realimentado.

Es necesario aclarar que las oscilaciones registradas al comienzo de la respuesta son producto de la resonancia del filtro LC y no afectan al dispositivo por su alta frecuencia y corta duración.

Se logra una respuesta con tiempo de asentamiento menor al segundo y sin sobretiro, por lo cual se acepta el resultado obtenido.

Control por Corriente

De forma similar al control de tensión, se diseña el control por corriente.

El diagrama de bloques 8.5 presenta al sistema a analizar para evaluar el control por corriente: la planta del sistema (puente de tiristores junto al filtro LC y una resistencia de carga), el bloque de medida de corriente y el controlador a diseñar. La entrada corresponde al valor medio de la corriente de referencia dada por el usuario.

8.1. Control del Dispositivo

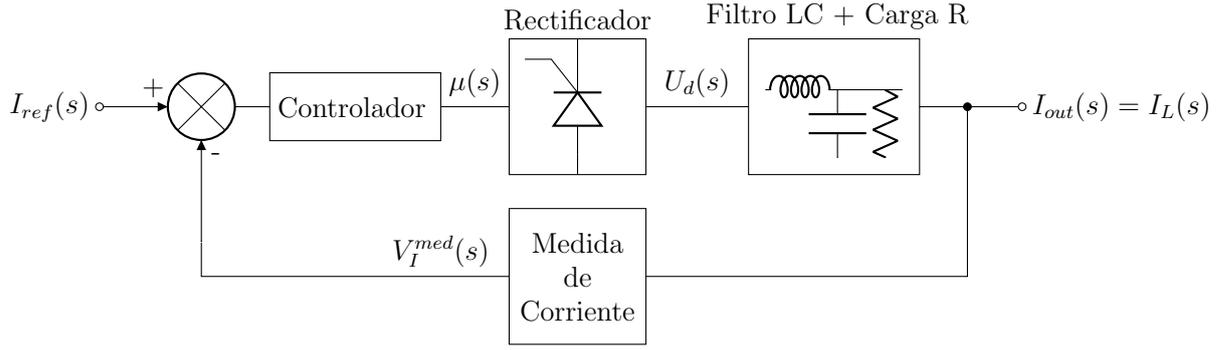


Figura 8.5: Diagrama de bloques del control por corriente.

Interesa analizar la corriente de salida del puente, es decir, la corriente por la inductancia.

La transferencia del puente de tiristores es la siguiente:

$$\frac{U_d(s)}{\mu(s)} = \frac{3\sqrt{2}Ue^{-\tau s}}{\pi} \quad (8.12)$$

La impedancia equivalente al filtro LC y resistencia en paralelo al condensador del filtro es:

$$Z_{eq}(s) = \frac{U_d(s)}{I_{out}(s)} = Ls + \frac{R}{1 + sCR} \quad (8.13)$$

Se tiene entonces la transferencia 8.14 cuya entrada es $\mu(s)$ y su salida la corriente por la inductancia:

$$\frac{I_{out}(s)}{\mu(s)} = \frac{3\sqrt{2}Ue^{-\tau s}}{\pi} \frac{1}{Ls + \frac{R}{1+sCR}} \quad (8.14)$$

Donde μ refiere al término $\cos(\alpha)$, U es la tensión alterna compuesta de entrada, L y C son la inductancia y la capacitancia del filtro LC y R la resistencia de carga.

La transferencia del bloque de medida de corriente se representa en 8.15, cuya entrada es la corriente por la inductancia y salida es la tensión V_I^{MED} :

$$\frac{V_I^{med}(s)}{I_{out}(s)} = \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \frac{R_1}{1000} \frac{1}{1 + sR_4C_1} \quad (8.15)$$

Nuevamente se carga el sistema en Matlab, y se diagrama 8.5 con un controlador proporcional mediante *Sisotools*. Luego se procede a diseñar un controlador PID con las reglas de Ziegler-Nichols, obteniendo los siguientes valores:

$$k = 0,15203 \quad (8.16)$$

$$\tau = 0,0065s \quad (8.17)$$

Y con estos, y haciendo uso de la tabla 8.1, se llega a las siguientes constantes correspondientes a un controlador de la forma $C(s) = k_P(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s)$:

$$k_P = 0,091218 \quad (8.18)$$

$$T_I = 0,00325 \quad (8.19)$$

$$T_D = 0,0008125 \quad (8.20)$$

Sustituyendo y reformulando se obtiene el siguiente controlador:

$$C(s) = 28,067 \frac{(s + 615)^2}{s} \quad (8.21)$$

cuya respuesta al escalón en I_{ref} es la siguiente:

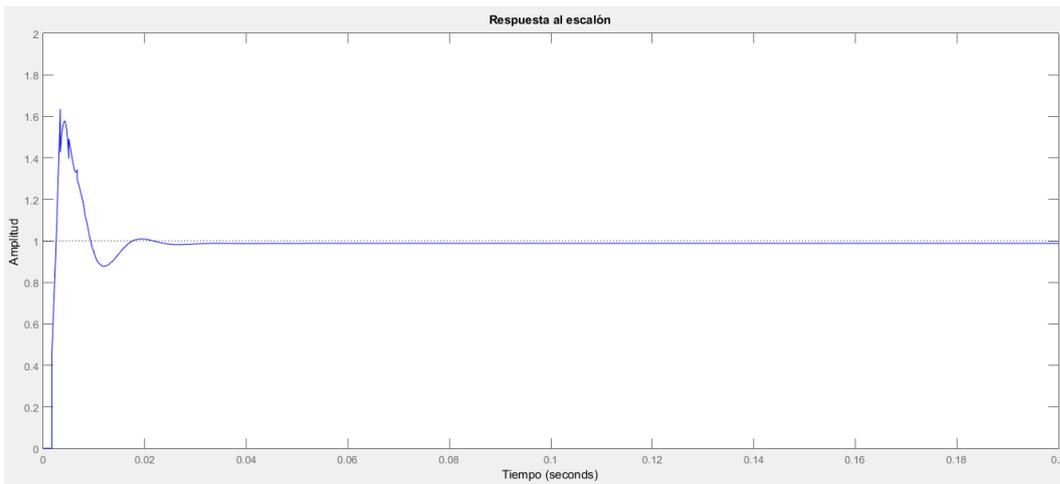


Figura 8.6: Respuesta al escalón en I_{ref} del sistema realimentado para el controlador 8.22

Como primera observación, se menciona un sobretiro mayor al 60%. Por esta razón se varían un poco las constantes y los ceros para lograr obtener una respuesta más satisfactoria, a base de prueba y error. La mejor respuesta encontrada corresponde al controlador:

$$C(s) = 24 \frac{(s + 590)^2}{s} \quad (8.22)$$

siendo ahora su nueva respuesta la mostrada en la figura 8.7:

8.1. Control del Dispositivo

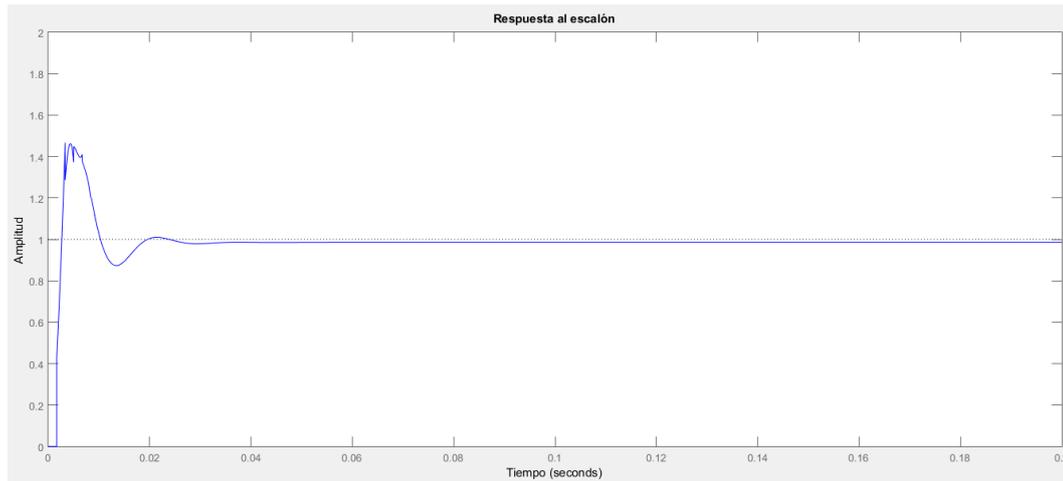


Figura 8.7: Respuesta al escalón en Iref del sistema realimentado con el controlador 8.22

Como la finalidad de esta sub-sección es tener un primer acercamiento al problema del control, no se busca una mejor solución a la ya planteada.

8.1.2. Control en Tiempo Discreto

Todos los sistemas digitales implementados en la realidad son discretos pues todos los *buffers* de almacenamiento son finitos. Al utilizarse la placa de *Arduino* para implementar el control, esta requiere que todo el dispositivo se modele como un sistema discreto en conjunto.

El principal factor a determinar a la hora de implementar un control en tiempo discreto es el tiempo de muestreo. Si se elige un tiempo de muestreo muy alto, se pierde información o se obtiene un sistema de reacción lenta. Si, por el contrario, el tiempo es muy corto, no alcanzaría para abarcar los tiempos de ejecución de los programas implementados entre cada muestra.

Es posible utilizar el método de Ziegler-Nichols para un sistema continuo con un PID discreto, subsiguiente a un muestreador y antepuesto a un Mantenedor de Orden Cero como en la siguiente figura.

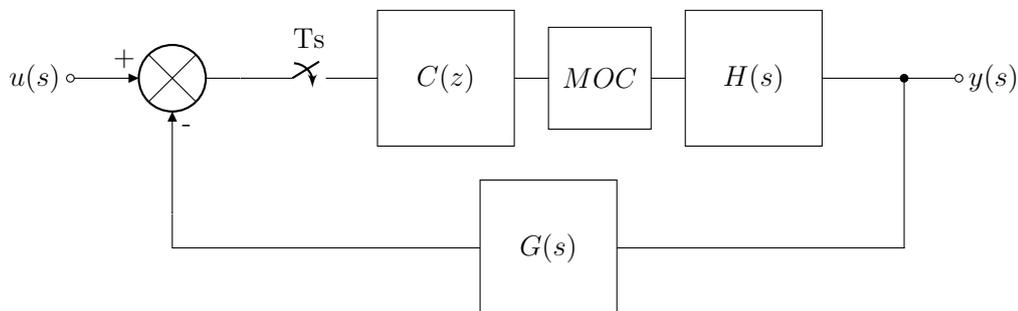


Figura 8.8: Sistema realimentado clásico.

Al igual que para tiempo continuo, se comienza estudiando la respuesta al escalón en la entrada (del sistema realimentado) con un controlador proporcional. Se varía la constante de

Capítulo 8. Bloque de Control

proporcionalidad k hasta obtener una respuesta con oscilaciones sostenidas cuyo período se denomina τ . Con estas variables, se determinan las constantes de un PID del tipo:

$$C(z) = K_P + \frac{T_S T_I}{(z-1)} + \frac{T_D(z-1)}{T_S z} \quad (8.23)$$

haciendo uso de la tabla 8.1.

Control de Voltaje en Tiempo Discreto

Primero, se estudia el sistema mediante la herramienta *Simulink* [13] de *Matlab* que permite modelar todo el sistema mediante diagrama de bloques, como se presenta en la figura 8.9:

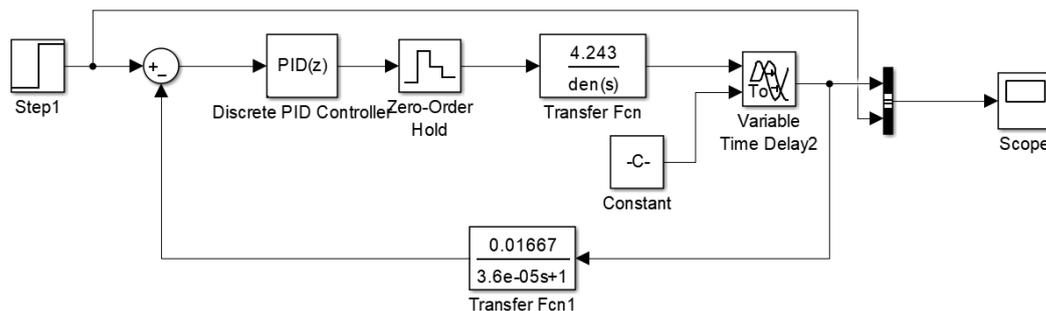


Figura 8.9: Diagrama de bloques en tiempo continuo del sistema controlado por voltaje utilizando un controlador en tiempo discreto.

La transferencia en lazo abierto se modela junto a un bloque de retardo pues siguen rigiendo las ecuaciones 8.52 y 8.53. La transferencia junto al retardo se combinan mediante el bloque *Variable Time Delay2*.

El controlador PID se prueba en un sistema continuo, con el bloque de medida de tensión (en la realimentación) y la transferencia en lazo abierto modeladas de esta forma. La herramienta provee un muestreador de tiempo de muestreo T_S (cuyo valor se debe ingresar) dentro del bloque PID discreto para así poder ensayar el controlador en la variable z . Como no es posible describir un sistema en parte continuo y en parte discreto, se debe utilizar un *Zero-Order Hold* (Mantenedor de Orden Cero) y así conservar disponible el valor muestreado durante T_S .

El bloque *Scope* permite estudiar la respuesta al escalón de entrada pues grafica la tensión en bornes del condensador del filtro LC en conjunto con el escalón de entrada al sistema.

El tiempo de muestreo T_S se define como el intervalo de tiempo entre dos muestras sucesivas de la magnitud a analizar. Se elige el tiempo de muestreo del voltaje T_{SV} considerando dos puntos:

- La tensión de salida en bornes del condensador del LC (tensión de salida del sistema) es un valor constante, por lo que no impone un T_{SV} máximo.
- El tiempo de muestreo para el control de voltaje se elige mayor al del control por corriente T_{SI} partiendo de la idea de establecer el intervalo de control (tiempo entre envíos sucesivos de α) igual al tiempo de muestreo de la tensión. Entre dos muestras de voltaje se muestrea la corriente. La corriente de salida del sistema tiene un período seis veces menor al de la red T_{RED} , por lo que $T_{SV} > T_{SI}$ y $T_{SI} < T_{RED}/6$.

8.1. Control del Dispositivo

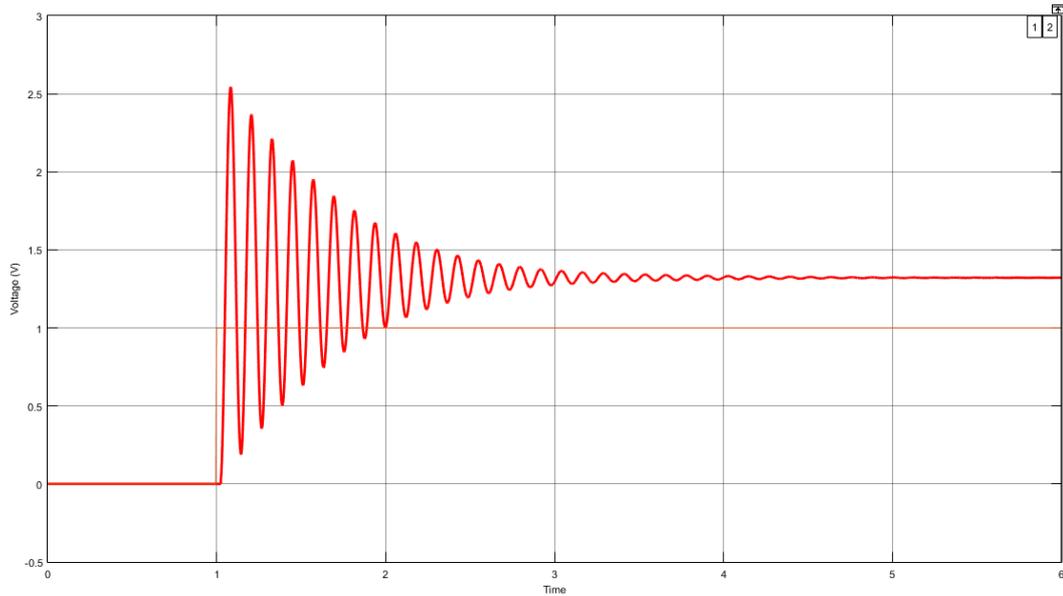


Figura 8.10: Respuesta al escalón en la entrada con un controlador proporcional unitario.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, se elige a base de prueba y error (hasta obtener una respuesta satisfactoria) un tiempo de muestreo de voltaje $T_{SV} = 2T_{RED} = 40 \text{ ms}$.

Se trabaja el modelo a plena carga (300V/7A), y luego se verifica que disminuyendo su valor el sistema sigue comportándose estable. En primer instancia, en la figura 8.10 se presenta la respuesta del escalón en la entrada del lazo cerrado sin uso de controlador (PID = bloque proporcional unitario).

Es claro que este comportamiento oscilatorio no es admisible en la práctica, por lo que se necesita un controlador más complejo. Para determinar un nuevo controlador, se aplican las reglas de Ziegler-Nichols y se obtiene:

$$k = 2,91 \quad (8.24)$$

$$\tau = 0,073 \text{ s} \quad (8.25)$$

$$K_P = 1,71 \quad (8.26)$$

$$T_I = 0,036 \text{ s} \quad (8.27)$$

$$T_D = 0,0092 \text{ s} \quad (8.28)$$

A la hora de simular, se varían las constantes teóricas para una respuesta más satisfactoria. Finalmente se tienen:

$$K_P = 1,7164/2 = 0,85 \quad (8.29)$$

$$T_I = 93,28 \text{ s} \quad (8.30)$$

$$T_D = 0,016 \text{ s} \quad (8.31)$$

La siguiente figura presenta la respuesta escalón del sistema con el controlador planteado anteriormente:

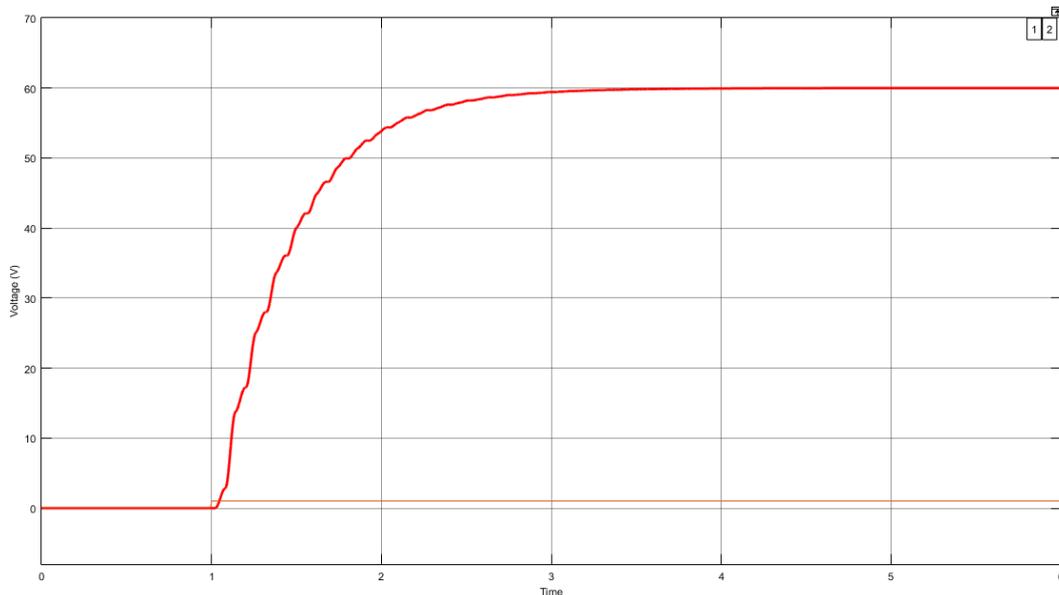


Figura 8.11: Respuesta al escalón en la entrada con el controlador final.

Se advierte un valor en régimen de 60 V frente a un escalón de 1 V de amplitud a la entrada. Esto sucede pues la escala de la salida del circuito de medida difiere con respecto a la del escalón de entrada al sistema realimentado. La salida del circuito de medida varía entre 0 y 5 V mientras que el escalón de entrada entre 0 y 300 V. En definitiva, un escalón de 1 unidad equivale en la práctica a $300 \text{ V} / 5 \text{ V} = 60$ unidades.

Para implementar el PID en el *Arduino*, se debe re-escribir el controlador en forma recursiva aplicando las propiedades de la Transformada Z.

Llevando a común denominador:

$$C(z) = K_P + \frac{T_S K_I}{(z-1)} + \frac{K_D(z-1)}{T_S z} \quad (8.32)$$

$$C(z) = \frac{K_P T_S (z-1)z + T_S^2 K_I z + K_D (z-1)^2}{z(z-1)T_S} \quad (8.33)$$

Sustituyendo los valores:

$$C(z) = \frac{1,253z^2 + 2,083z + 0,395}{(z-1)z} \quad (8.34)$$

Para pasar el controlador a una ecuación en k, se considera:

8.1. Control del Dispositivo

$$C(z) = \frac{U(z)}{E(z)} = \frac{1,253z^2 + 2,083z + 0,395}{(z-1)z} \quad (8.35)$$

Donde $U(z)$ es la salida del controlador y $E(z)$ la entrada.

$$U(z)(z^2 - z) = (1,253z^2 + 2,083z + 0,395)E(z) \quad (8.36)$$

$$U(z)z^2 - U(z)z = (1,253z^2 + 2,083z + 0,395)E(z) \quad (8.37)$$

Se multiplica toda la expresión por z^{-2} .

$$U(z) - U(z)z^{-1} = (1,253 + 2,083z^{-1} + 0,395z^{-2})E(z) \quad (8.38)$$

Recordando que $z^{-n}E(z) = e(k-n)$ se tiene:

$$u(k) - u(k-1) = 1,253e(k) + 2,083e(k-1) + 0,395e(k-2) \quad (8.39)$$

$$u(k) = u(k-1) + 1,253e(k) + 2,083e(k-1) + 0,395e(k-2) \quad (8.40)$$

Código del Controlador por voltaje en el Arduino

El código (hallado en la sección A.2.1) recibe un voltaje de referencia (entre 0 y 300 V) vía el *Monitor Serie* y adquiere la salida del circuito de medida de tensión a través de un pin analógico. Además recibe en otro pin una de las fases de salida del circuito de sincronismo cuya función es actuar como referencia de tiempo para el código. Su salida es el ángulo de disparo α , (enviado al *Arduino* de Disparo que se encarga de efectuar los disparos a partir de este ángulo).

La idea es definir arreglos de tamaño tres para almacenar las variables que aparecen en la ecuación recursiva 8.40. Se tienen entonces $u[k]$, $e[k]$ y $m[k]$ con $k=0, 1$ y 2 como la salida del PID, la entrada (el error entre la referencia y la medida) y la salida del circuito de medida de tensión respectivamente. Tomando como referencia la entrada que proviene del circuito de sincronismo, se generan interrupciones cada 40 ms. Dentro de cada interrupción, se actualizan y rotan los arreglos calculando el nuevo $u[0]$ (salida actual del PID) y así definir el nuevo valor de α a enviar mediante una función creada llamada *arcos*.

La función arccoseno se implementa dividiendo la función coseno en tres regiones y aproximando linealmente cada una de ellas como se muestra a a continuación:

Capítulo 8. Bloque de Control

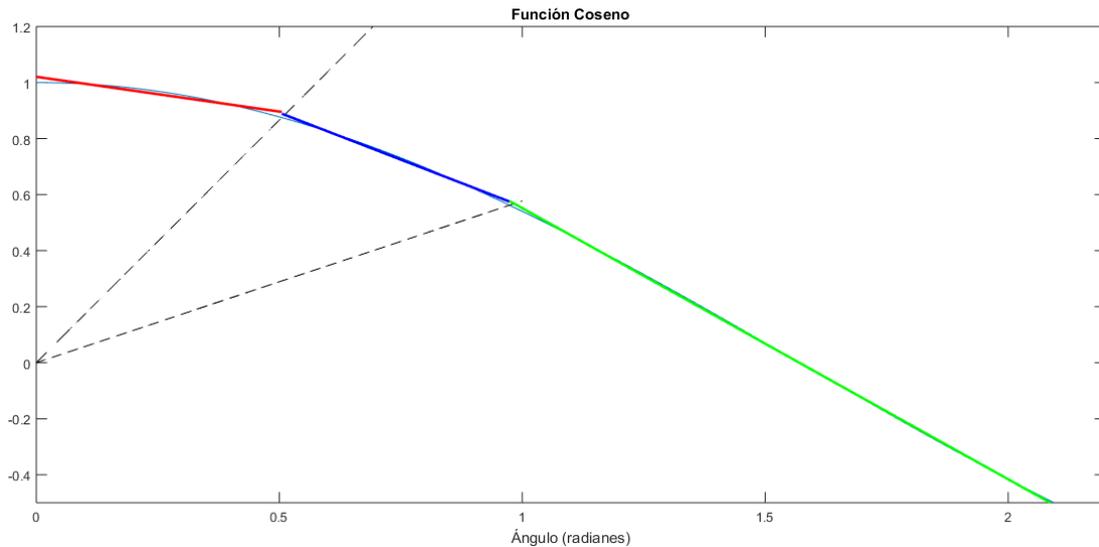


Figura 8.12: Linealización de la función coseno.

Control por Corriente en Tiempo Discreto

Al igual que para el control de voltaje, se modela el sistema mediante la herramienta *Simulink* de *Matlab*.

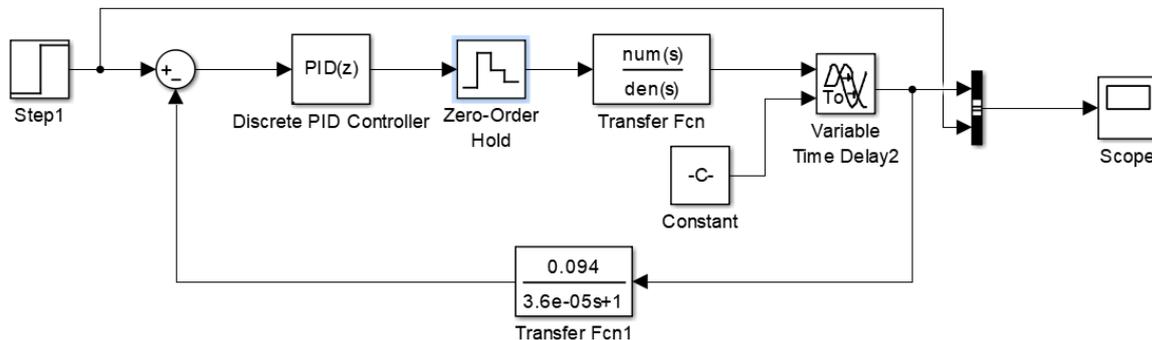


Figura 8.13: Diagrama de bloques del sistema en tiempo discreto para la corriente.

La figura 8.13 muestra el sistema en lazo cerrado con un control por corriente. La realimentación corresponde a la transferencia del circuito de medida de corriente. La transferencia del puente de tiristores junto al filtro LC y la carga R coincide con la ecuación 8.14 de tiempo continuo.

Nuevamente, al igual que para el control de tensión, se implementan los bloques *Zero-Order Hold*, *Constant*, *Variable Time Delay 2* y *Scope* con la finalidad ya mencionada en ese entonces. En el bloque *Scope* se visualiza la corriente por la inductancia del filtro LC junto al escalón de entrada al sistema. De esta forma, se estudia la respuesta al escalón en lazo cerrado.

El período de muestreo de la corriente para obtener su valor medio es T_{SI} . Para determinarlo se tiene una restricción máxima dada por el Teorema de Muestreo de Nyquist-Shannon [9] y una mínima dada por el tiempo de ejecución de los programas entre muestra y muestra.

8.1. Control del Dispositivo

- El Teorema de Muestreo demuestra que se puede reconstruir una señal periódica continua en banda base a partir de sus muestras si la señal tiene un ancho de banda finito y la frecuencia de muestreo es superior al doble de su ancho de banda. A la salida de un puente de tiristores, la corriente presenta un período de 3,33 ms (gráfico de I_d en 2,16). Esto significa que la frecuencia de muestreo debe cumplir $f_S > \frac{2}{3,33ms}$ y entonces $T_{SI} < 1665 \mu s$.
- Dentro de los 40 ms del muestreo del control de tensión, se deben adquirir suficientes muestras de la corriente y promediarlas para obtener el valor medio. Este valor medio de corriente es quien finalmente se compara con el valor I_{REF} . Entre muestra y muestra se realiza una conversión ADC de la medida de corriente que ingresa por un pin analógico en el *Arduino* y una suma de dicho valor con los adquiridos anteriormente (con el fin de luego promediarlos).

En la tabla 31-9 (*ADC Characteristics, Single Ended Channels*) del manual del *Arduino Mega 2560* [10] especifica que una conversión ADC conlleva un tiempo de ejecución máximo de 260 μs . Por otra parte, haciendo uso de la función `millis()` (que retorna el tiempo durante el cual ha corrido el código hasta ese punto) se determina que una suma requiere un tiempo máximo aproximado de 100 μs . La restricción mínima termina siendo $T_{SI} > 360 \mu s$.

Entonces, $360 \mu s < T_{SI} < 1665 \mu s \Rightarrow \frac{3,33ms}{1665\mu s} < \text{número de muestras por período} < \frac{3,33ms}{360\mu s}$
 $\Rightarrow 2 < \text{número de muestras por período} < 9,17$. Se decide adquirir ocho muestras por período de corriente, lo que determina completamente $T_{SI} = 416 \mu s$. Este es el período de muestreo para obtener el valor medio de corriente por la inductancia. A pesar de que se muestrea la corriente con un período de T_{SI} para obtener su valor medio, el control de corriente se modela con un tiempo de muestreo de 40 ms pues ese es el intervalo de control.

Quedando ya establecido los períodos de muestreo, en la figura 8.14 se presenta la respuesta al escalón al sistema realimentado usando un controlador proporcional unitario. Se desprende de la imagen anterior la necesidad de implementar un controlador más complejo.

Se diseña un controlador siguiendo las reglas de Ziegler-Nichols para el caso particular de una carga nominal $R = \frac{300 V}{7 A}$ esperando verificar un comportamiento estable y rápido para todo el rango de carga. Se obtiene:

$$k = 17,064 \quad (8.41)$$

$$\tau = 0,079 s \quad (8.42)$$

$$K_P = 10,23 \quad (8.43)$$

$$T_I = 0,036 s \quad (8.44)$$

$$T_D = 0,0092 s \quad (8.45)$$

A la hora de simular se nota una respuesta muy lenta (mayor a los 10 segundos) frente a un escalón de entrada, por lo que se varían las constantes y finalmente se llega a:

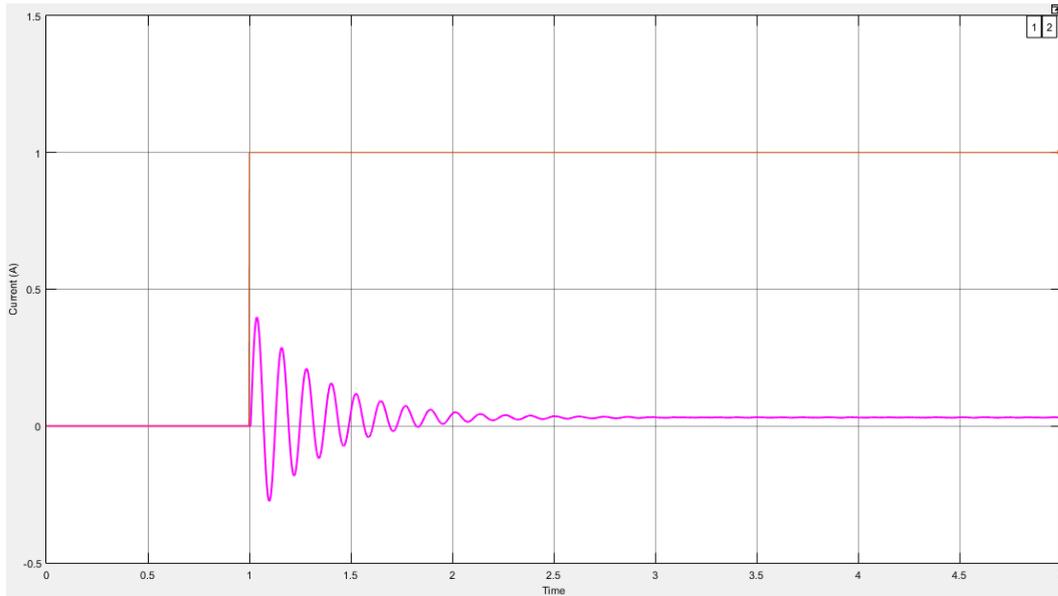


Figura 8.14: Respuesta al escalón en lazo cerrado para un controlador proporcional unitario.

$$K_P = 2 \tag{8.46}$$

$$T_I = 0,005 \text{ s} \tag{8.47}$$

$$T_D = 0,085 \text{ s} \tag{8.48}$$

Quedando la ecuación recursiva como:

$$u(k) = u(k - 1) + 6,2625e(k) + 5,475e(k - 1) + 4,2625e(k - 2) \tag{8.49}$$

En la práctica, tal controlador provoca una respuesta muy oscilatoria (su salida varía +/- 2 A). A base de prueba y error, pero manteniendo los parámetros usados en el PID dentro de los mismo órdenes de magnitud de los ya obtenidos, se termina implementando un controlador I representado por:

$$u(k) = u(k - 1) + 2e(k) \tag{8.50}$$

Efectos de la componente integral

El uso de un controlador con parte integral trae consigo una respuesta más lenta del sistema producto del efecto de *WindUp*. Un controlador PID en un sistema del tipo 8.2 tiene una salida $u(t)$ frente a una entrada de error $e(t)$ de la forma:

$$u(t) = k_P e(t) + \int_{t_0}^t k_I e(t) dt + k_D \frac{de(t)}{dt} \tag{8.51}$$

Frente a un error negativo, la parte integral representa una resta en la ecuación de salida. Cuando el error se torna positivo, este término continúa siendo negativo durante un tiempo pues acarrea una suma negativa anterior que no es contrarrestada aún por un $e(t)$ positivo. Existe una demora en el establecimiento del valor final que provoca a su vez un sobretiro en la respuesta.

8.1. Control del Dispositivo

Existen varias soluciones al problema, tanto en *hardware* como en *software*. Por simplicidad se opta por la segunda opción y una vez calculada la salida en el código, se restringe la salida a un rango de valores.

Este efecto además de no ser ideal, puede provocar daños a los aparatos conectados a la fuente (si la corriente llega a un valor muy alto y demora en bajar).

Por otro lado, si uno de los dos controladores es lento, afecta a todo el sistema. En el caso del pasaje de un control por tensión a corriente por la disminución de la resistencia de carga, podría producirse un sobretiro muy grande en la corriente en ese transitorio 10.6 (el control por voltaje sigue funcionando, por lo que la corriente sube para compensar la disminución de la resistencia).

En la siguiente sección se describe más a fondo el código.

8.1.3. Código del controlador de corriente junto al de tensión

En definitiva, el código referido al control por corriente sigue exactamente la misma estructura que el de tensión. Recibe una corriente del usuario (entre 0 y 7 A) vía el *Monitor Serie* y adquiere la salida del circuito de medida de corriente a través de un pin analógico. También necesita una referencia temporal proveniente del circuito de sincronismo. Su salida es un ángulo de disparo, el cual se envía al *Arduino* de Disparo.

Nuevamente se definen arreglos de tamaño tres para almacenar las variables que aparecen en la ecuación recursiva del controlador por corriente. La diferencia con el controlador por tensión reside en que la corriente de salida del puente de tiristores no es constante, sino que es periódica de período seis veces menor al de la red como se ve en la figura 2.16. Por lo que es necesario muestrear con mayor frecuencia que para el voltaje buscando además una mayor precisión en la sincronización con la red. Se configura un *timer* con tal fin, en cada interrupción se obtiene una muestra y se suma a las anteriores para así calcular un promedio de la corriente i_{AV} .

El usuario ingresa una dupla de datos [Vref,Iref] vía el *MonitorSerie*. Cada 40 ms se envía el ángulo calculado 40 ms antes y se determina uno nuevo: el α de corriente se calcula considerando su medida actual como i_{AV} (promedio de muestras de corriente obtenidas desde 10 ms antes de este momento) y el α de voltaje considerando su medida actual la obtenida en ese instante. Ambos controladores comparten la misma salida anterior ($u[k-1]$ equivalente a $u[1]$ en el código) para mantener sus ángulos de disparo cercanos y agilizar el cambio de comando entre uno y otro. Al *Arduino* de disparo se le envía el mayor de los dos ángulos y se almacena la salida $u[0]$, del controlador que comanda actualmente, para luego ser considerada como la salida anterior de ambos controladores en la próxima interrupción de 40 ms.

A continuación se presenta un diagrama de flujos con el fin de completar el entendimiento del código implementado:

Capítulo 8. Bloque de Control

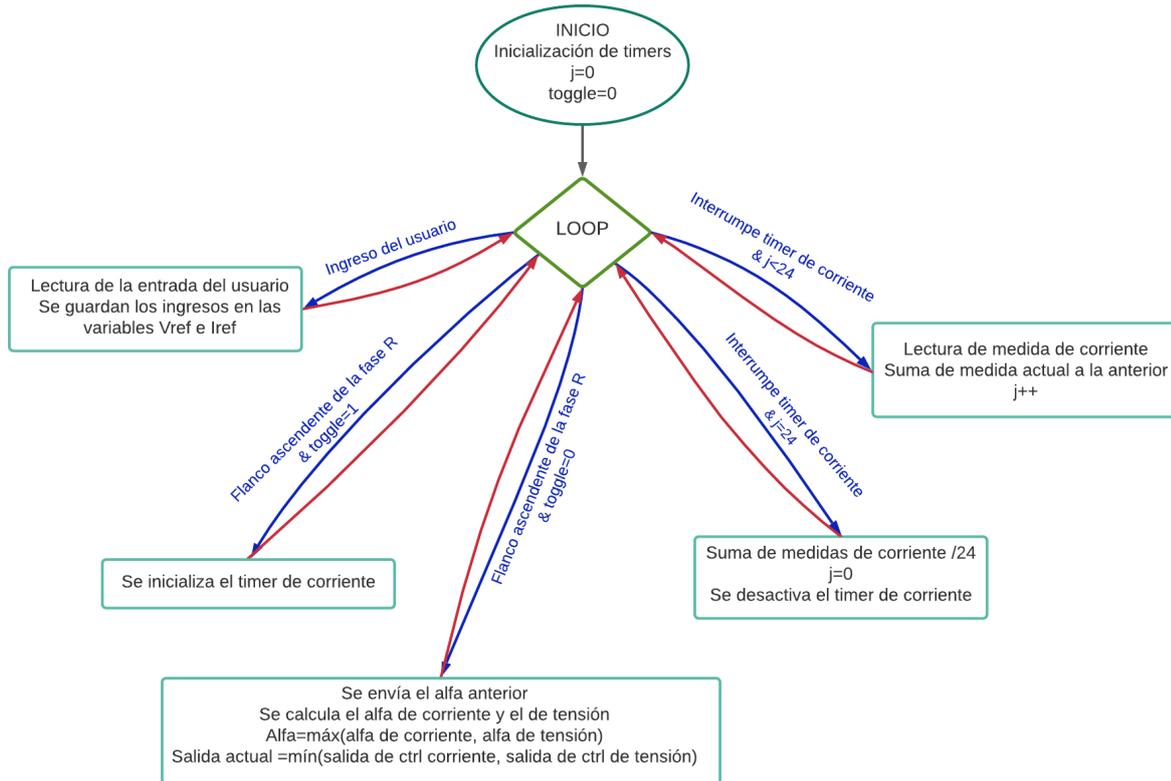


Figura 8.15: Flujo del código de control en el Arduino.

En la figura 8.15 se presenta la variable *toggle* que alterna su valor entre 0 y 1 permitiendo contar dos períodos de la red a partir de una fase proveniente del sincronismo. La variable *j* se utiliza para llevar una cuenta de las muestras adquiridas de la corriente y promediarlas una vez que $j=24$.

8.2. Generación de los Disparos de los Tiristores

A continuación se especifica el funcionamiento del *Arduino* encargado de comandar los disparos de los tiristores a partir del α ya determinado y enviado por el *Arduino* de control. Para el correcto disparo de cada uno de estos semiconductores, se requiere una determinada secuencia de envío de los pulsos de corrientes a sus electrodos de comando y así lograr la onda rectificadora necesitada.

Como se describe en el Capítulo 2, el disparo se basa en la relación entre las distintas fases de la tensión trifásica. No funciona un solo tiristor o un grupo simultáneo de tiristores por vez, sino dos de numeración consecutiva (por ejemplo, 1 y 2 o 6 y 1). He aquí donde reside la dificultad de implementación de código.

Para lograr activar a tiempo preciso cada tiristor, es necesario observar tres señales al mismo tiempo, y calcular ciertos ángulos posteriores a esperar para la activación de cada tiristor. Si se confiase plenamente en la idealidad y el equilibrio de la red, se podría simplemente sensar una sola fase y realizar todos los disparos respecto a esta. Para este caso, se tomaría en cuenta un desfase de 120° ideal entre estas como hipótesis. Tal presunción resulta demasiado imperfecta para la robustez buscada para la máquina y por esto se sensan todas las fases del circuito de sincronismo al mismo tiempo.

Como se busca implementar un dispositivo en tiempo real que reaccione a estímulos externos, se emplean interrupciones. Las entradas del programa son las tres señales de salida de los circuitos de sincronismo (las cuales simulan la red) y las salidas son seis pines encargados de disparar cada tiristor. La idea general del programa es sensar los cruces por cero de las entradas declarando interrupciones que se activan bajo esas hipótesis. Dentro de estas ISRs (*Interruption Services Routines*) se activan *timers* cuyos números de cuenta corresponden al ángulo de disparo (como se muestra en la figura 2.9). Una vez culminada la cuenta, se generan otras ISRs con el fin de activar y desactivar los tiristores correspondientes.

Tal como se describe en la sección 6.4, la salida de los transformadores de sincronismo y el transformador de potencia están en contrafase. Por esta razón, en el mismo instante de los cruces por cero de las fases secundarias del sincronismo se dan los instantes de la conmutación natural de los tiristores. Como conclusión, a partir de los cruces por cero se empieza el conteo del ángulo de disparo.

Para este programa, se utilizan los temporizadores 3,4 y 5 del *Arduino*. Según la *datasheet* de esta placa, todos estos son de 16 bits por lo que sus números de cuenta máximo corresponden a 0xFFFF (65535 en decimal). Interesa configurar cada temporizador para que pueda contar un número equivalente a α , con $\alpha_{max} = 120^\circ$ para trabajar en modo no inversor del puente. Con esto en mente, se procede a calcular el número de cuenta de los *timers*.

Cálculo del número de cuenta

Primero, se quiere hallar a cuánto equivale el ángulo máximo de disparo en el tiempo:

$$360^\circ \sim \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 0,02 \text{ s}$$

$$\alpha_{max} \sim x = \frac{0,02}{3} \text{ s} = T_{120}$$

Capítulo 8. Bloque de Control

Por otro lado:

$$T = \frac{1}{f} \quad (8.52)$$

siendo T el período del reloj del *Arduino* y f su frecuencia.

Por último, se cumple:

$$T \cdot n = T_{120} \quad (8.53)$$

donde n =número de cuentas. A partir de estas ecuaciones se puede calcular n .

La frecuencia es 16 MHz por defecto, pero se puede dividir por un *prescaler* que puede tomar los valores de: 1,8, 64,256, 1024. Si el número de cuenta máximo (correspondiente a α_{max}) supera los 65535 máximos sería útil hacer uso de esta herramienta.

Si se utiliza $f=16$ MHz ($prescaler=1$): $n_{max} = 133333 > 65535$ cuentas.

Si se elige $f=2$ MHz ($prescaler=8$): $n_{max} = 16667 < 65535$ cuentas

Se opta un *prescaler* de 8, aunque también servirían los de 64, 256 y 1024 (pueden almacenar las cuentas equivalentes a α_{max}).

8.2.1. Arranque Inicial Lento de los Condensadores de Potencia

Este requerimiento del código es para el dispositivo actuando como un sistema en lazo abierto. En esta ocasión, el usuario ingresa un ángulo de disparo en la interfaz.

Tomando en cuenta la ecuación del condensador: $\frac{\partial V_C}{\partial t} = \frac{i}{C}$, se entiende que un cambio muy brusco en su voltaje provoca una corriente muy alta en un corto período de tiempo. Para lograr un arranque lento del condensador, se impone una carga completa (pasar del $\alpha=120^\circ$ inicial a $\alpha=5^\circ$ en 5 segundos. Para otros α deseados dentro de ese rango se sigue una regla de tres.

Para implementar lo dicho anteriormente, se define una variable global *start* la cual se inicializa en 1. La primera vez que se corre el *loop* infinito: $start=1$, lo cual quiere decir que recién se empieza a correr el código y por lo tanto se implementa la carga lenta del condensador. El usuario ingresa un ángulo de disparo deseado α_{ref} a través del computador y comienza un descenso de $\alpha = 120^\circ$ a $\alpha = \alpha_{ref}$ en un tiempo menor a 5 segundos. Luego se impone $start=0$ así no se corre esta porción del programa en sucesivos *loops*. El código de disparo de los tiristores con la implementación de la carga lenta del condensador se encuentra en la sección A.2.3 del anexo.

Capítulo 9

Montaje General

En el presente capítulo se describen los pasos realizados para lograr el montaje de todos los componentes. Se describen el diseño, planificación y ubicación de los componentes en la estructura, listados de materiales y componentes para presupuestos, instancias con personal del Taller para el armado del dispositivo, y más.

Para el montaje de los componentes se cuenta con una estructura metálica de 1,40 m de altura (dividida en dos secciones de 1,10 m y 0,30 m) y una base de 0,50×0,50 m.

9.1. Planificación y Diseño de la Estructura

Como se explica anteriormente, se cuenta con una estructura metálica para ubicar los diversos equipos. Desde el inicio del proyecto ya se cuenta con ella al igual que la ubicación de algunos componentes de potencia. La distribución de los elementos inicialmente es:

- El transformador de potencia y ambas inductancias ubicadas en la base inferior.
- Los condensadores montados sobre la base superior de la primer sección.
- A unos pocos centímetros de los condensadores, se encuentran montados tres disipadores enfrentados con otros tres.
- Un ventilador de tamaño adecuado frente a los disipadores.

Inicialmente se comienza midiendo la estructura como todos los componentes en ella, con el objetivo de generar planos que ubiquen espacialmente todos los equipos.

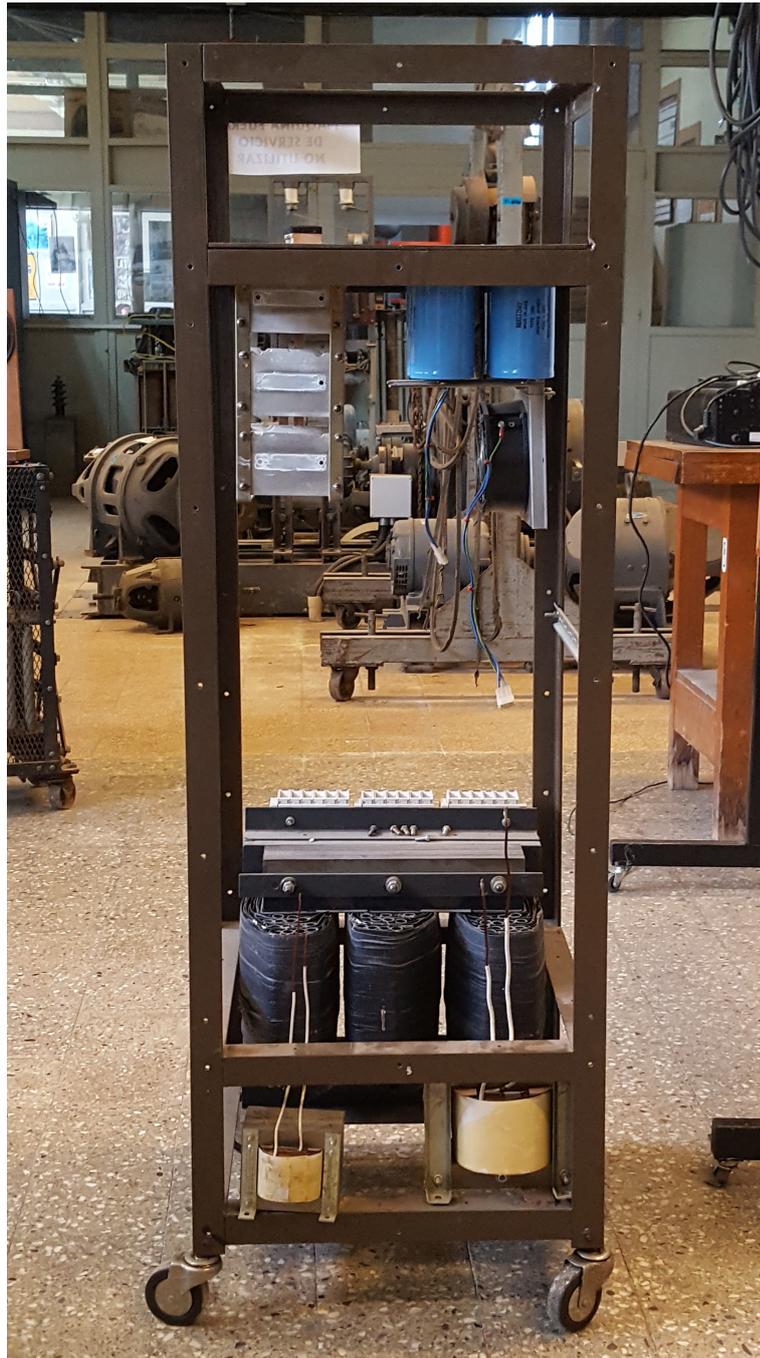


Figura 9.1: Estructura metálica y disposición inicial de los componentes.

9.1.1. Primer Diseño

Se propone un primer diseño que cuenta con las siguientes características:

- Se requieren superficies metálicas que actúen como tapas cubriendo la estructura. .
- Las inductancias y el transformador de potencia permanecen en el mismo lugar por su gran peso.

9.1. Planificación y Diseño de la Estructura

- Los condensadores se ubican verticales con los terminales y válvula hacia arriba. De esta manera, en caso de una mala conexión, la explosión no provoca un total vaciamiento de su contenido a su alrededor.
- Los disipadores se colocan verticales, tres alineados entre sí y otros tres alineados entre sí, un bloque por abajo del otro. Con esta disposición de los disipadores se elimina al ventilador del dispositivo y se prevén áreas para ventilación.
- Los *Arduinos*, circuitos de disparo y fuentes DC van en la sección superior de la estructura.
- Los circuitos de medida se montan verticalmente en la primer sección contra una de las tapas.
- Los transformadores de sincronismo se montan horizontales sobre un piso que se coloca aproximadamente en la mitad de la primer sección de la estructura. El piso es de aproximadamente 50×20 cm.
- Los circuitos de sincronismo se montan verticales, por encima de los transformadores de sincronismo sobre una de las tapas verticales.
- De esta forma, de las cuatro tapas verticales se tiene: una tapa con el sector de sincronismo y terminales de entrada y salida, otra con los circuitos de medida y otra con los disipadores. La última tapa se procura transparente para poder visualizar el interior de la estructura.

Una vez diseñada la ubicación de los componentes y representada mediante un plano en *Autocad*, se implementa un mapa del cableado. Para ello, se elige una codificación para todos los terminales existentes del dispositivo (tanto la parte de potencia como de señal). Los terminales se encuentran todos codificados de acuerdo a su “inicial del tipo de circuito”, número de fuente DC y número de terminal de ese mismo circuito. Por ejemplo la codificación A11 refiere a “A” de Arduino, “1” a la primer fuente DC (recordar que se diseñan dos fuentes, una de 7 A y otra de 20 A) y “1” a la primer terminal del Arduino (previamente se numeran los pines utilizados). Las codificaciones están plasmadas en una planilla, donde se indican las numeraciones de los terminales de todo el dispositivo.

Luego de la codificación de bornes y de su implementación en los planos de *Autocad*, se eligen y representan la ubicación de cada cable en los planos. En otra planilla se diseña una tabla donde se indican las características de cada cable: la codificación respectiva de ambos extremos, su sección, su longitud con un 10% adicional y qué tipo de terminal requiere ese conductor para ambos extremos. Las longitudes de los conductores se extraen de estos planos realizados, siempre a escala. Los planos y la planilla mencionados se encuentran en la sección A.4 del anexo.

9.1.2. Requerimientos del Cliente

En esta sección se detallan las consultas realizadas al cliente sobre ciertos aspectos de interés.

Al cliente se le consulta sobre la ubicación y el tipo de terminal de las entradas y salidas del dispositivo. Se acuerda la utilización de terminales banana ubicados en el frente de la máquina. Junto a los terminales, se debe ubicar el interruptor trifásico, con el comando con fácil acceso para el usuario.

La interfaz del dispositivo debe encontrarse en la sección superior de la estructura dando una mayor comodidad en el manejo.

9.2. Problemas a resolver a lo largo del Montaje

En esta sección se listan los distintos obstáculos presentados a lo largo del montaje general.

Problema 1: Disipadores. Uno de los componentes previamente montados en la estructura, son los disipadores de los tiristores. Estos no cuentan con datos suficientes como para demostrar su efectividad para el presente sistema. Se busca demostrar su utilidad mediante un calculador *online* de *heatsinks* [5]. En este calculador, se ingresan las dimensiones de un disipador extruído (como el utilizado) y se obtiene la resistencia térmica correspondiente. Por otro lado, se efectúan los cálculos necesarios para saber la máxima resistencia térmica según las temperaturas admisibles en el dispositivo. El resultado surgido a partir del calculador *online* cumple la restricción teórica calculada, por lo cual se demuestra su utilidad. Por último, con un catálogo de otro disipador, se concluye que el calculador es fiable. Los cálculos y sus resultados se muestran en la sección 4.5.

Problema 2: Barniz para los PCB. Se tiene la necesidad de proteger los circuitos impresos con algún barniz para que no se oxide el cobre conductor. También, el dispositivo es un equipo que quedará en el Laboratorio para uso docente y estudiantil, lo cual requiere que posea un material duradero. Se presenta la discusión sobre la efectividad del barniz para madera. Finalmente, se decide comprar barniz eléctrico, usado en el mercado para los transformadores.

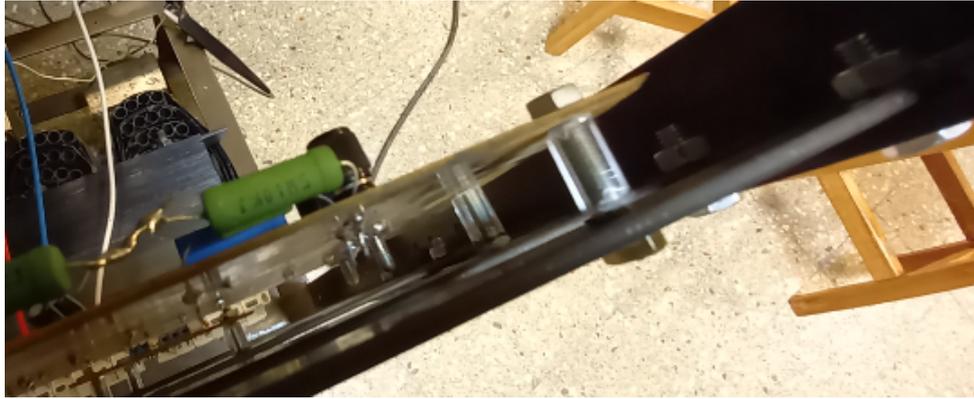
Problema 3: Transformadores de sincronismo. Se compran seis transformadores monofásicos de los cuales tres poseen cables con aislante en el primario y secundario, mientras que en los otros, los primarios cuentan con cable con aislante y los secundarios hilo de cobre barnizado. Ante la presente situación, los tres transformadores monofásicos se montan en una placa con pistas de cobre y borneras hechas para los respectivos secundarios.

Problema 4: Aislante para montaje de los PCB. Los circuitos impresos presentan pistas de cobre que son puntos de tensión a tener en cuenta para su montaje. Por otro lado, la estructura es metálica, conductora también. Se presenta la discusión sobre el material en el cual disponer los circuitos impresos, y sobre cómo guardar cierta distancia entre dicho material y los circuitos.

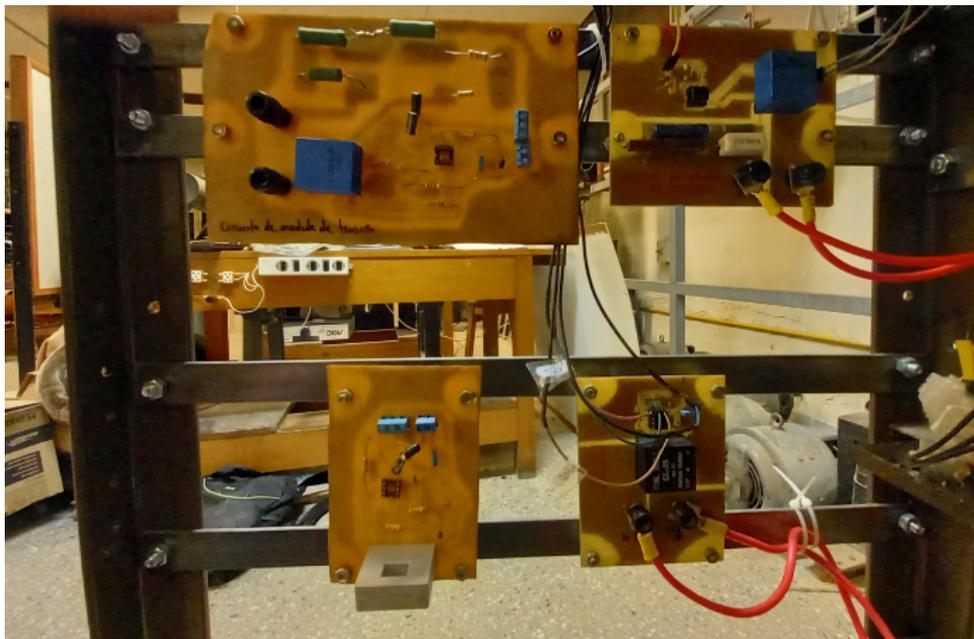
Primero se plantea la posibilidad de montar los circuitos en acrílicos o micarta, pero se descarta debido a sus altos costos. Finalmente, se decide colocar cada circuito sobre dos barras de acero unidos por tornillos, separadores y tuercas. Con respecto a los separadores y tornillos, los mismos podrían ser de metal mientras que la parte metálica estuviese a más de 1 cm de distancia de las pistas de cobre. Algunos circuitos tienen esta disponibilidad, mientras que otros no. Para los circuitos que no poseen esta característica, se utilizan tuercas y tornillos con separadores de plástico. Para alejar los PCB de las barras de acero, se implementan tornillos con tuerca metálicos, y separadores hechos con tubo de lápizera BIC de largo entre 1 cm y 1,5 cm (ya que no se encuentran en plaza separadores no metálicos).

La figura 9.2 presenta como ejemplo el montaje de los circuitos de medida de tensión y corriente, junto a un acercamiento donde se puede visualizar el tornillo metálico, el separador de plástico, la tuerca y la barra de acero.

9.2. Problemas a resolver a lo largo del Montaje



(a) Separación entre el circuito y la barra de acero.



(b) Montaje de los circuitos de medida de tensión y corriente.

Figura 9.2: Montaje de los circuitos de señal.

Problema 5: Montaje de los Arduinos. Los *Arduinos* se montan en placas de acrílico recolectadas del Laboratorio de Electrónica de Potencia. Las mismas cuentan con el espacio suficiente para su disposición. Se decide utilizar tornillos, tuercas y separadores de plástico para no interferir con el plano de tierra del microcontrolador. Se compra en plaza un set de tornillos, tuercas y separadores para esta circunstancia específicos para los *Arduinos*. La figura 9.3 presenta el montaje de los *Arduinos*.

Problema 6: Montaje de las fuentes de alimentación DC. En primera instancia, se pretende utilizar un alargue con varios toma corrientes para colocar las fuentes. Esta opción queda descartada porque dichos tomas pueden llegar a ser inseguros ante vibraciones del equipo. Se procede a investigar, y finalmente se consiguen borneras en plaza tales que el ancho entre bornes sea del mismo ancho que los bornes de las fuentes DC. Se construye un soporte para apoyar

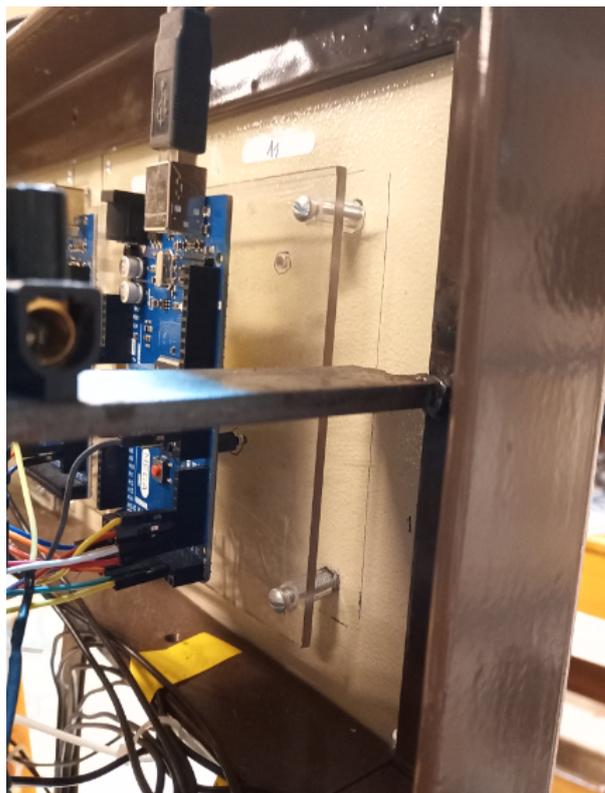


Figura 9.3: Montaje de los *Arduinos*.

estas borneras, de forma que las fuentes queden en posición vertical, en el sector superior de la estructura metálica. La figura 9.4 presenta el montaje de las fuentes de alimentación de continua.

Problema 7: Longitudes de los conductores con terminales pin provenientes de *Arduinos*. Los conductores macho-macho, para conectar los *Arduinos* al resto del sistema, se venden con una longitud máxima de 40 cm. Debido a las dimensiones de la estructura, se requieren cables más largos que los presentes en el mercado. Se resuelve unir dos cables mediante soldadura (de estaño) y termocontraíble de tal forma que quede un extremo para la conexión al *Arduino* y el otro con una terminal según lo necesitado. De esta forma se obtiene un conductor de mayor longitud.

Problemática 8: Soldaduras. Todos los circuitos en PCB son realizados manualmente, marcando las pistas sobre el cobre para luego corroer lo no marcado con percloruro. Las soldaduras se efectúan mediante soldador y estaño.

Debido a la manera no industrializada de realizar los circuitos, es probable la aparición de soldaduras mal hechas que generen un ruido importante en la máquina. Por ejemplo, ruido presente en los pulsos de salida del circuito de sincronismo pueden indicar un falso cruce por cero al *Arduino* encargado de los disparos, lo que conlleva un error en funcionamiento de todos los circuitos subsiguientes, y por lo tanto, de la salida.

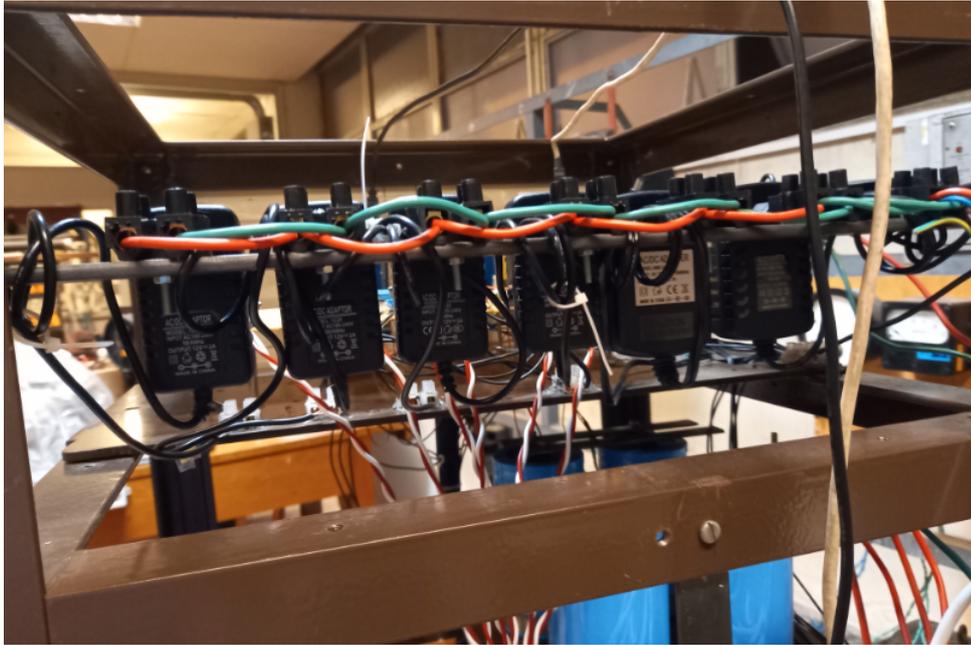


Figura 9.4: Montaje de las fuentes de alimentación DC.

9.3. Instancias con el Taller

Con el fin de armar el armazón del equipo, se recibe ayuda del personal del Taller Nelson Ventura del Instituto de Eléctrica de la Facultad. Se tienen cuatro instancias en total:

Primer instancia: Se muestra el plano general de la máquina, medida y ubicación de cada circuito en la estructura. Se deciden algunos materiales a comprar como tornillos y barras.

Segunda instancia: Se realiza el montaje de los capacitores y las inductancias, y se crea una estructura para colocar los disipadores de los tiristores.

Tercera instancia: Se instalan los circuitos en PCB mediante la colocación de barras de acero, tornillos, tuercas y separadores. Se colocan los *Arduinos* en una superficie de acrílico mediante separadores de plástico.

Cuarta instancia: Se montan los circuitos de disparo y las borneras para las fuentes DC sobre el sector superior de la estructura. Se arma el frente de la máquina.

9.4. Listado de Componentes

Al comienzo del proyecto se crean listados de los materiales y componentes para ya determinar, desde un principio, un presupuesto aproximado de la máquina. Esta actividad conlleva un acercamiento importante al rol profesional del ingeniero, toda decisión de construcción debe llevar un estudio económico de trasfondo.

9.5. Relativo a los Conductores

Como se explica anteriormente, los conductores utilizados son de 4 y 6 mm^2 para el sector de potencia y 0,25 mm^2 para la parte de señal. Para unir la salida del circuito de disparo al *gate* y *cátodo* de los tiristores se utilizan cables de sección 1 mm^2 .

Capítulo 9. Montaje General

Se genera una planilla donde se extraen los metrajes necesarios para cada sección: 9 m para los conductores de 6 mm^2 , 9 m para los de 4 mm^2 , 40 m para los de $0,25 \text{ mm}^2$ y 16 m para los de 1 mm^2 .

Para la identificación de cada conductor, se compran adhesivos ovalo alargados para escribir su codificación, pegarlos sobre el conductor y cubrirlos con cinta adhesiva.

9.5.1. Conductores para la Señal

Se utilizan conductores de 0.25 mm^2 de sección para los transformadores de sincronismo, todo el cableado de los circuitos de sincronismo, conexión de entrada y salida de *Arduinos*, fuentes de alimentación DC, entradas y salidas de los circuitos de disparo y alimentación de los circuitos de medida de tensión y corriente. Se buscan en el mercado las secciones menores a 1 mm^2 disponibles (en señal todas las corrientes son menores a 1 A) de las cuales solo se encuentran secciones de 0.25 y 0.50 mm^2 . Como ambas secciones sirven para el propósito, se elige la de menor costo.

Otros conductores a considerar son los que alimentan al *gate* y cátodo de los tiristores. Considerando que por ellos circula una corriente de 200 mA, se buscan secciones menores o iguales a 1 mm^2 . Las restricciones del mercado llevan a elegir una sección de 1 mm^2 .

9.5.2. Nomenclatura del Cableado

En la sección A.4 se adjunta un PDF donde se detalla: el nombre identificativo de cada terminal, su tensión y ubicación en la estructura. Además, se presenta un croquis de la estructura con todos sus componentes, donde se ubica cada terminal con su respectivo nombre.

9.5.3. Terminales

Los tipos de terminales utilizados en el dispositivo son los siguientes:

- Terminal cobre del conductor, con conexión directa a las borneras.
- Terminal pin, para conexión directa de los conductores provenientes de los *Arduinos*.
- Terminal de horquilla, para conexiones a los terminales banana del frente, a los condensadores de potencia, a los circuitos de medida de tensión y corriente, entre otros.
- Terminal *Bosh* 2.8 mm, para conexión de los *gates* y cátodo de los tiristores.

Capítulo 10

Puesta en Marcha del Dispositivo

En el presente capítulo se detallan los ensayos realizados al rectificador en lazo abierto y cerrado, una vez hechos todos los conexiones involucrados. El lazo abierto refiere al sistema sin la realimentación del circuito de medida y el lazo cerrado considerándola.

En todos ensayos, se alimenta el sincronismo directamente de la red trifásica mientras que el transformador de potencia se alimenta en algunas ocasiones mediante un regulador de inducción (equipo que brinda una tensión alterna variable) y otras directamente de la red. Se utiliza una resistencia variable R en un rango $(0,45] \Omega$ para llevar a cabo las diferentes pruebas.

10.1. Modelos de los instrumentos de medida utilizados

A continuación se presentan los modelos de todos los instrumentos utilizados para medir todos los resultados del presente capítulo.

- Multímetro *DT5808* para medir tensión.
- Pinza amperimétrica *Fluke 376* .
- Osciloscopio *SIGLENT SDS 1102CML+*.
- Punta amplificadora de corriente *TEKTRONIX TM502A*.
- Punta X100 para medir tensión: *TEK P5100*.
- Voltímetro analógico.

10.2. Ensayos en Lazo Abierto

Una vez montados todos los componentes y circuitos de potencia y señal, se llevan a cabo varias pruebas para comprobar el correcto funcionamiento del rectificador.

10.2.1. Sin Filtro

En una primera instancia, se conecta el circuito completo pero sin los condensadores de potencia, las inductancias ni los circuitos de medida. A la salida del puente de tiristores se conecta una resistencia de carga cuyo valor se varía entre 9Ω y 45Ω . Por mayor seguridad, se alimenta

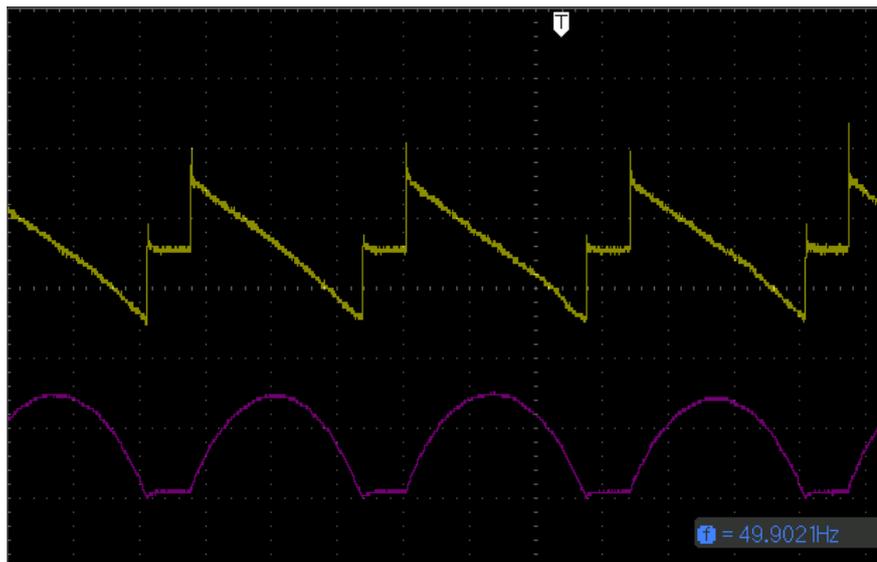


Figura 10.1: Voltaje (amarillo) y corriente (violeta) a la salida del puente de tiristores en conducción dicontinua con $\alpha = 80^\circ$, $R = 45 \Omega$ y $U = 90 \text{ V}$. Escala temporal de 1 ms/div , escala del voltaje de 50 V/div y escala de corriente de 1 A/div .

la parte de potencia con un voltaje menor al de la red. Los transformadores de sincronismo se conectan directamente a la red trifásica del laboratorio (en la versión final se conectan al primario del transformador de potencia), mientras que el transformador de potencia se conecta a la red mediante un regulador de voltaje de intermediario. Dicho regulador de voltaje se utiliza para tener una tensión alterna variable. Este regulador se acciona para que su salida corresponda a aproximadamente 120 V .

El usuario ingresa distintos ángulos de disparo a través de la interfaz con el *Arduino*. A partir de esto, se visualizan las salidas de los circuitos de sincronismo y disparo y la tensión de salida del puente de tiristores en el osciloscopio. No se adquieren datos en esta etapa del dispositivo para la presentación. Se verifica un comportamiento adecuado y acorde a lo esperado y se continúa con el agregado del filtro.

10.2.2. Con Filtro

Posteriormente se conectan los condensadores, la inductancia, la resistencia de carga de 45Ω y los circuitos de medida. La alimentación se configura como en el ensayo anterior, alimentando al transformador de potencia mediante un regulador de tensión (cuya salida es 90 V) y el de sincronismo directamente a la red trifásica.

Se visualizan las señales de voltaje a la salida del puente y corriente por la inductancia mediante la punta amplificadora de corriente. La figura 10.1 corresponde a la representación de estas ondas en el osciloscopio con $\alpha = 80^\circ$.

Verificación de los Circuitos de Medida

Luego se verifica el buen funcionamiento de los circuitos de medida de tensión y corriente comparando la tensión de salida de dichos circuitos con la tensión de salida del puente de

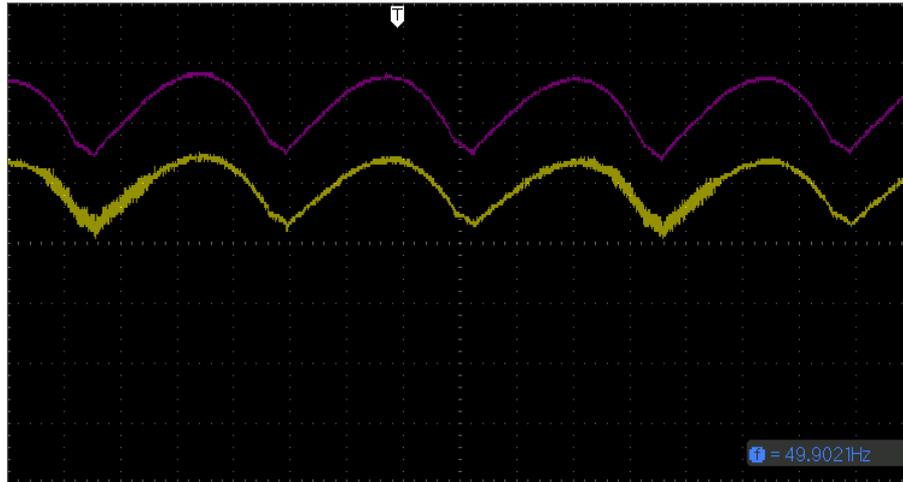


Figura 10.2: Comparación entre la corriente por la inductancia (amarillo) y la salida del circuito de medida de corriente (violeta).

tiristores y la corriente por la inductancia (recordar que hay que considerar un factor de proporcionalidad especificado en 7.5 y 7.6). Se utiliza una resistencia de carga de 32Ω y un voltaje en el regulador de 189 V que corresponde a 300 V en bornes de la carga:

- Medida de tensión: Su salida es una constante que verifica ser igual a la tensión en la resistencia de carga utilizando el factor de proporcionalidad correspondiente.
- Medida de corriente: Nuevamente se comprueba el buen desempeño del circuito hecho para varios ángulos de disparo. A modo de ejemplo se presenta la figura 10.2 que muestra la corriente por la inductancia (amarillo) y la salida del circuito de medida (violeta) para $\alpha = 20^\circ$.

Ensayo del Lazo Abierto

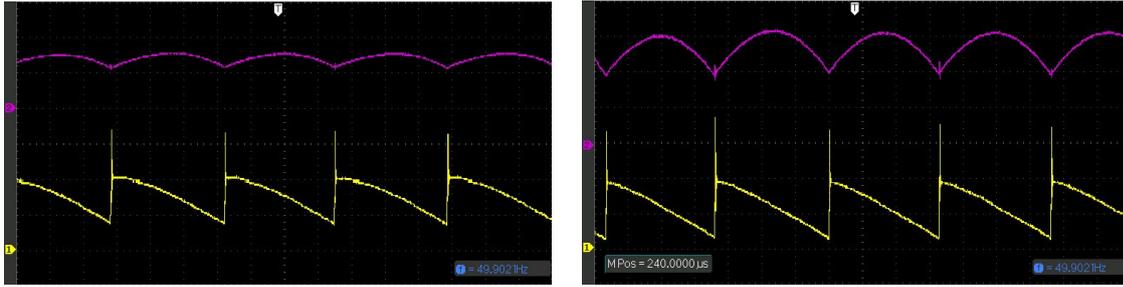
Con el objetivo de presentar en la documentación más información en relación a las magnitudes y formas de onda del sistema en lazo abierto, se realiza un nuevo ensayo con una resistencia de carga $R = 45 \Omega$ y una tensión secundaria del transformador de $U = 300 \text{ V}$.

Se releva la tensión sobre el condensador con el multímetro, la corriente por la resistencia de carga con la pinza amperimétrica y las formas de onda para los ángulos de disparo de 30° , 45° , 60° y 80° con el osciloscopio y la punta amplificadora de corriente. La tabla 10.1 presenta los resultados obtenidos. Se observa que a medida que aumenta el ángulo α disminuye la tensión y la corriente acorde a lo esperado.

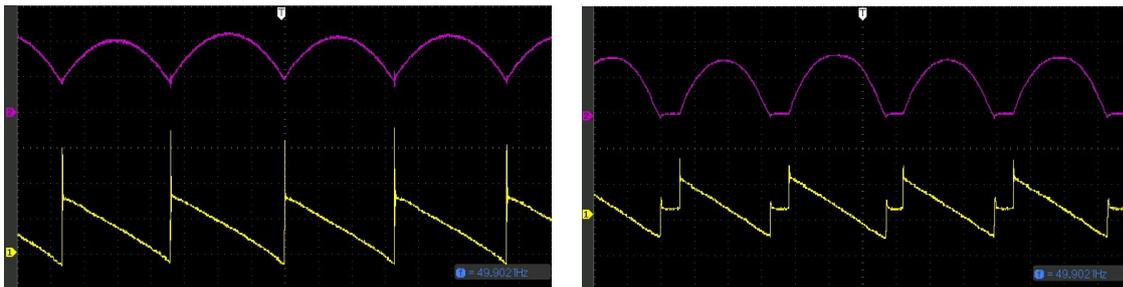
$\alpha(^{\circ})$	Tensión sobre el condensador (V)	Corriente por la resistencia (A)
30	298,8	7,1
45	226,0	5,4
60	136,1	3,3
80	38,4	1,0

Tabla 10.1: Mediciones obtenidas en el ensayo del lazo abierto. $R = 45 \Omega$ y $U = 300 \text{ V}$.

Capítulo 10. Puesta en Marcha del Dispositivo



(a) Forma de onda de tensión y corriente para $\alpha = 30^\circ$, escala de tensión de 200 V/div, escala de corriente de 5 A/div, escala temporal de 1 ms/div. (b) Forma de onda de tensión y corriente para $\alpha = 45^\circ$, escala de tensión de 200 V/div, escala de corriente de 2 A/div, escala temporal de 1 ms/div.



(c) Forma de onda de tensión y corriente para $\alpha = 60^\circ$, escala de tensión de 200 V/div, escala de corriente de 2 A/div, escala temporal de 1 ms/div. (d) Forma de onda de tensión y corriente para $\alpha = 80^\circ$ en conducción discontinua, escala de tensión de 200 V/div, escala de corriente de 1 A/div, escala temporal de 1 ms/div.

Figura 10.3: Formas de onda para los ángulos de disparo α de 30° , 45° , 60° y 80° .

La figura 10.3 presenta las formas de onda para la tensión de salida del puente de tiristores y la corriente por la inductancia para los ángulos 30° , 45° , 60° y 80° (recordar la forma de la corriente descrita en 2.1.3).

Es notorio que a pesar de existir un α_{min} dado a partir de la especificación de U_{AK}^{min} de los tiristores en su *datasheet*, en la práctica no se llega a un valor cercano a este dado el rango de [300 V, 7 A] para el cual está diseñada la fuente.

10.3. Ensayos en Lazo Cerrado

Para esta sección se hace uso de los *Arduinos* de control, programando las ecuaciones recursivas ya vistas, 10.1 para el control por voltaje y 10.2 para el control por corriente.

$$u(k) = u(k - 1) + 1,253e(k) + 2,083e(k - 1) + 0,395e(k - 2) \quad (10.1)$$

$$u(k) = u(k - 1) + 2e(k) \quad (10.2)$$

10.3.1. Control de Voltaje

Primeros Ensayos

Se implementa la realimentación de voltaje conectando el circuito de medida de tensión y cargando a los *Arduinos* con los códigos correspondientes. Nuevamente se hace uso de un regulador de tensión para alimentar el transformador de potencia mientras que el circuito de sincronismo se alimenta directamente de la red. Se conecta el voltímetro analógico en bornes de la resistencia para una mejor visualización de los transitorios y pequeñas oscilaciones respecto a los puntos de operación.

Se ensaya el control del lazo cerrado en tres etapas:

- Variando el voltaje de referencia ingresado por el usuario.
- Variando la entrada de alterna con el regulador de voltaje.
- Variando la resistencia de carga.

En términos generales, ante variaciones del voltaje de referencia v_{ref} el sistema responde variando el ángulo de forma adecuada, resultando en un voltaje de salida cercano al objetivo, es decir, al aumentar v_{ref} , α disminuye y viceversa. Para ejemplificar un punto de operación, una referencia de 100 V corresponde a una tensión de salida registrada de 114 V. En todos los casos se comprueba que el ángulo de disparo comienza automáticamente en 120° y luego desciende a un ángulo designado a través del voltaje de referencia como se encuentra programado.

Al variar el voltaje de la red o la carga, el control responde con una variación del ángulo de disparo de tal forma de mantener el voltaje de salida constante. De esta forma, el control converge a un ángulo deseado para mantener la tensión de referencia ingresada. Para generarse un cambio de tensión de salida, se necesita un nuevo ingreso de voltaje de referencia. Por otro lado, se observa que un cambio brusco en la carga genera transitorios en la salida hasta volver al correcto punto de operación. Al disminuir la resistencia de carga, el voltaje de salida primero disminuye por dicho cambio, pero luego vuelve al valor de referencia.

Si se ingresa un valor de referencia y luego se enciende la parte de potencia de la fuente, se genera un crecimiento brusco en la tensión de salida, ya que el sistema arranca con un ángulo de 5° y no de 120° como es deseado. La situación se genera porque el controlador empieza a funcionar aún sin medida de tensión, por lo que el control disminuye el ángulo ya que no alcanza el valor deseado. Se arregla esto último si primero se verifica que la red esté conectada a el equipo y recién ahí se admite un ingreso de v_{ref} .

Capítulo 10. Puesta en Marcha del Dispositivo

V_{ref} (V)	V_{med} (V)
20,0	19,9
40,0	39,5
60,0	59,3
80,0	80,1
100,0	99,1
120,0	119,2
140,0	139,1
160,0	159,1
180,0	178,9
200,0	198,7
220,0	219,0
240,0	239,1
260,0	259,6
280,0	281,1
300,0	305,2

Tabla 10.2: Resultados obtenidos del ensayo de precisión de voltaje.

En una primera prueba, se verifica un correcto funcionamiento del control y una respuesta adecuada del sistema. Por otro lado, se debe corregir, a partir de otra instancia, la precisión entre el voltaje de referencia y la tensión de salida sobre la carga.

Mejora de la Precisión del Voltaje

Como se expresa anteriormente, la precisión entre el voltaje ingresado por el usuario y el voltaje sobre la resistencia de carga difieren notoriamente (unos 10 V aproximadamente). Para solucionar este problema, se modifica un valor numérico específico del código que se encarga de reescalar el voltaje de referencia a un valor entre 0 y 5 V, para después compararse con la medida y efectuar el control.

Se presenta entonces la tabla 10.2, la cual indica por un lado el voltaje de referencia V_{ref} y por el otro, el voltaje en bornes de la resistencia de carga V_{med} . El ensayo se realiza con una resistencia de carga de 45 Ω y todo el dispositivo conectado a la red trifásica del laboratorio. Se releva V_{med} con el multímetro.

De la tabla 10.2 se comprueba un buen ajuste del voltaje de referencia a excepción del último dato obtenido que posee un error relativo de 1,7%. Se podría realizar un mejor ajuste para voltajes cercanos a los 300 V mediante el código o simplemente tener en cuenta estos errores de precisión a la hora de manejar el equipo.

Problemas a lo largo de la Puesta en Marcha

Se presentan los principales problemas que surgen en el correr de esta etapa.

Problema 1: Tiristores con distinto tiempo de conducción. Este problema es originario de que efectivamente el *Arduino* manda señales aperiódicas, por lo que la duración de los pulsos

10.3. Ensayos en Lazo Cerrado

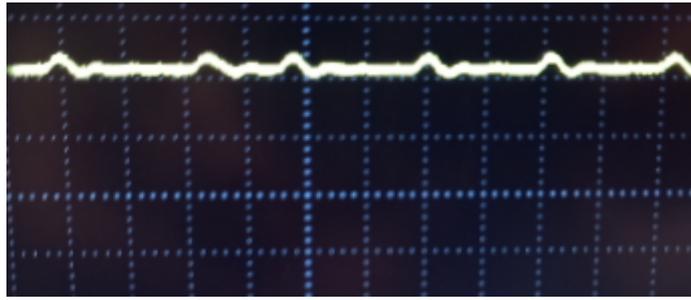


Figura 10.4: Forma de onda de la tensión sobre la resistencia de carga.

de disparo no es la misma para todos y con ello la actuación de los tiristores. Se observa que en las tensiones de salida del circuito de sincronismo existe ruido al prender la potencia. Este genera que las interrupciones del *Arduino* de Disparo, dadas por flancos de subida y bajada, se disparen en tiempos que no corresponden, es decir, el ruido es lo suficientemente grande como para engañar al *Arduino* y generar un flanco cuando no le corresponde. Se opta por colocar condensadores en bornes de las tensiones de salida del circuito de sincronismo para eliminar este ruido.

Problema 2: Sonidos aperiódicos en el transformador. Dicho ruido se debe a perturbaciones no periódicas en la salida del equipo, visibles en la tensión sobre la resistencia de carga presentada en la figura 10.4.

Además, se observa que al poner operativo otro osciloscopio, este introduce más ruido en el dispositivo. Se empieza a utilizar un transformador entre el osciloscopio y el enchufe para aislarlo de la red. Se empiezan a variar las constantes del PID calculado con la finalidad de obtener una mejor forma de onda, pero no se llega a ninguna conclusión. Se piensa que el ruido es independiente del tema del control. Se propone realizar el muestreo de la medida de tensión de forma sincronizada con la red. En un principio el muestreo se efectuaba cada 40 ms mediante un *timer*. Se agrega al *Arduino* de Control una fase de las tensiones de salida de sincronismo para utilizarla como referencia y de esta forma, muestrear cada 40 ms (cada dos periodos de red). A partir de esta prueba, se observan que las deformaciones de la figura 10.4 pasan a ser periódicas.

Finalmente, se solicita ayuda externa a un docente del curso de Control de la Facultad y se llega a la causa del problema. El ángulo de disparo α programado en el código se había declarado como una variable entera. Con ángulos enteros no se obtiene todo el rango de tensión especificado de $[0, 300]$ V, sino que un rango discreto. Entre dos ángulos enteros hay una notoria variación de la tensión que es lo que se observa en la figura 10.4. Los picos de la figura reflejan a un ángulo distinto del anterior. En consecuencia, se acondicionan los códigos para trabajar con un ángulo de disparo de carácter flotante, lo cual soluciona el problema.

10.3.2. Control de Corriente

Primeros Ensayos y Problemas

A lo largo de la puesta en marcha del control de corriente se prueban una variedad de controladores en sus distintas formas. Por diversas razones se descartan al no comportarse de forma deseada.

El mismo procedimiento empleado para el control de tensión se utiliza en el control por corriente. Se modela en *Matlab* al sistema y se emplean las reglas de Ziegler-Nichols para sintonizar controladores PID. Una vez implementado en el dispositivo el controlador resultante, se notan oscilaciones en un entorno del punto de operación con apartamientos de aproximadamente 2 A. Se procede entonces a variar las distintas constantes del PID: k_p , T_i y T_d pero no se obtienen mejores resultados.

Se procede a realizar pruebas similares con un controlador PI. A partir del controlador PID oscilatorio anterior, es decir, a partir de un sistema experimental oscilante, se extraen las constantes de Ziegler-Nichols: k y τ para luego, generar un PI. A partir de este ensayo, se obtiene un PI que admite ciertas oscilaciones entorno a algunos puntos de operación pero no tiene una velocidad de convergencia adecuada.

Como consecuencia de diversas pruebas experimentales, se obtiene un controlador I (10.2) que logra tener una buena convergencia para determinadas condiciones de operación, pero un comportamiento oscilatorio para otras. Además, no posee la velocidad deseada para una rápida convergencia hacia el valor ingresado por el usuario a pesar de ser más veloz que el controlador planteado en el párrafo anterior. Finalmente, se decide implementar este control ya que no se encuentra una solución que sea estable y más rápida al mismo tiempo. Para llegar a un control óptimo, es necesario repensar el modelo del sistema de corriente.

10.3. Ensayos en Lazo Cerrado

Mejora de la precisión de Corriente

Al igual que en el control de tensión, se efectúan los cambios en código necesarios para corregir la precisión entre el valor de corriente ingresado por el usuario y la corriente medida en la inductancia del filtro LC.

La tabla 10.3 presenta los resultados obtenidos. La corriente se mide con la pinza amperimétrica en un borne de la inductancia.

I_{ref} (A)	I_{med} (A)
0,5	0,5
1,0	1,0
1,5	1,5
2,0	2,0
2,5	2,5
3,0	3,0
3,5	3,5
4,0	3,9
4,5	4,4
5,0	4,9
5,5	5,4
6,0	5,9
6,5	6,3
7,0	6,8

Tabla 10.3: Resultados obtenidos del ensayo de precisión de corriente.

De la tabla 10.3 se comprueba un buen ajuste de la corriente de referencia a excepción de los dos últimos datos obtenidos que poseen un error relativo de aproximadamente 3%. Al igual que para el control de voltaje, se podría realizar un mejor ajuste para corrientes altas mediante la programación del *Arduino* o simplemente tener en cuenta estos errores de precisión a la hora de manejar el equipo.

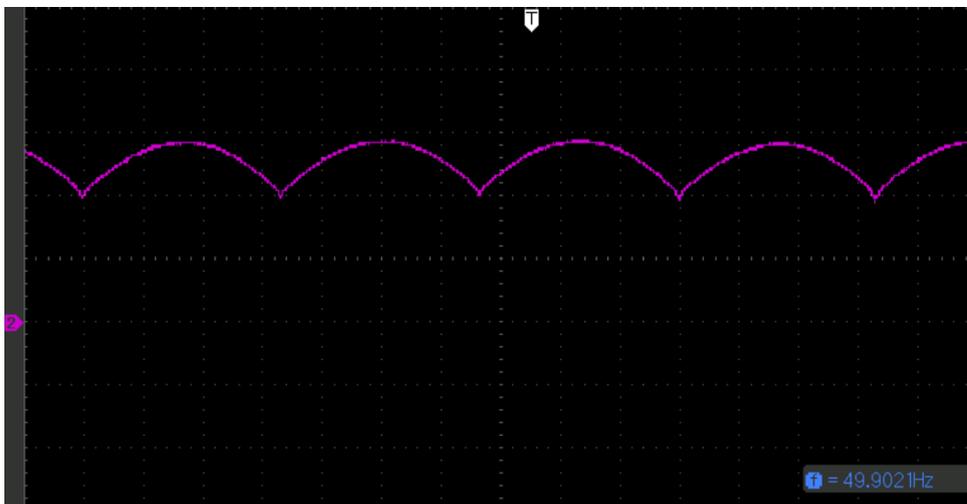
10.3.3. Control de Voltaje y Corriente

Máximas Magnitudes de Operación

Con el objetivo de presentar las formas de onda para la tensión y corriente máxima de funcionamiento del rectificador, se tiene la figura 10.5. La figura 10.5(a) muestra la forma de onda de la tensión a la salida del puente para 300 V, con una resistencia de carga de 45Ω , mientras que la figura 10.5(b) muestra la forma de onda de la corriente por la inductancia para 7 A con 36Ω .



(a) Forma de onda para una tensión de 300 V, escala de tensión de 200 V/div, escala temporal de 1 ms/div.



(b) Forma de onda para una corriente de 7 A, escala de corriente de 2,5 A/div, escala temporal de 1 ms/div.

Figura 10.5: Formas de onda de tensión y corriente máxima a la salida del puente.

Variación de las Magnitudes Utilizadas en el Arduino de Control

Imponiendo una resistencia de carga de 45Ω se relevan los datos de la tabla 10.4. Dichos resultados son observados directamente en la terminal de comunicación del *Arduino*.

Comando	Ingreso del usuario	Valores de régimen frente a ingreso						
		ev[0](V)	uv[0]	$\alpha_V(^{\circ})$	ei[0](V)	ui[0] (V)	$\alpha_I (^{\circ})$	$\alpha(^{\circ})$
(inicio)	(inicio)	0	0	120.04	0	0	120.04	120.04
Voltaje	70 V:5 A	0	76.05	71.10	0.66	77.39	70.11	71.10
Voltaje	210 V:7 A	0	106.59	48.38	0.37	107.32	47.83	48.38
Corriente	250 V:4 A	1.40	100.21	53.13	0	95.03	56.98	56.98
Corriente	270 V:2 A	4.03	96.16	56.14	0	81.22	67.26	67.26

Tabla 10.4: Variación de magnitudes del control frente a entradas del usuario

Las variables $ev[0]$ y $ei[0]$ corresponden a las entradas actuales de los controladores de voltaje y corriente respectivamente. Sus valores se tornan nulos cuando el sistema logra una salida igual a lo requerido en el *Monitor Serie*. Las variables $uv[0]$ y $ui[0]$ representan las salidas de los controladores restringidas a valores dentro de rangos cuyos arcosenos resultan en los ángulos de disparo (α_V y α_I) capaces de proveer la tensión o corriente pedida respectivamente.

De la tabla se desprende un correcto comando de control frente al uso de una resistencia de carga de 45Ω . Por programación en el *Arduino*, funciona el controlador que impone un mayor ángulo de disparo: $\alpha = \max\{\alpha_V, \alpha_I\}$.

Se arranca por defecto con $\alpha = 120^{\circ}$ para tener una salida nula tanto en tensión como en corriente apenas se enciende el rectificador. El primer ingreso del usuario corresponde a 70 V y 5 A lo que significa un control por voltaje ($70 \text{ V} < 5 \text{ A} \times 45 \Omega$). Los ángulos de disparo de ambos controladores bajan ya que parten de sus máximos valores posibles. El segundo ingreso de datos implica un aumento en tensión sin cambiar el controlador. En esta situación el código impone una disminución de α_V para aumentar su voltaje de salida. Cuando se ingresa 250 V y 4 A, empieza a comandar el control por corriente ($4 \text{ A} \times 45 \Omega < 250 \text{ V}$). El ángulo de disparo del voltaje tendería a disminuir para poder aumentar la tensión a 250 V mientras que el ángulo de la corriente comienza a aumentar para poder generar 4 A. En régimen, se nota un aumento de α_V debido a que, por implementación de código, se impone que el ángulo que no controla permanezca cercano al que sí. Finalmente, el usuario ingresa 270 V y 2 A. Permanece comandando el control de corriente. El ángulo α_I aumenta para poder disminuir la salida a 2 A, mientras que α_V nuevamente crece por exigencia del código (a pesar de que su control tendería a disminuirlo).

De la tabla se desprende una buena aproximación de la función de arcoseno creada (8.12) a la función real, con valores en régimen esperados y una correcta implementación de código para mantener α_V y α_I siempre cercanos entre sí.

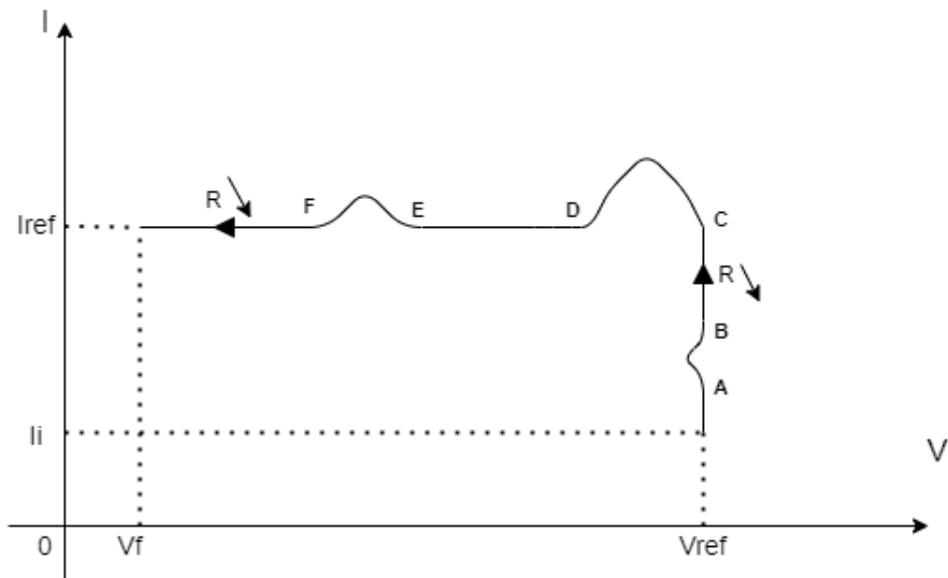


Figura 10.6: Variación del punto de operación al disminuir la resistencia de carga R . Se supone se parte de (V_{ref}, I_i) controlando por tensión y llega a (V_f, I_{ref}) controlando por corriente.

Transitorios frente a cambios en carga

La figura 10.6 muestra los efectos de la disminución de la resistencia de carga R para el control de tensión y corriente y el pasaje entre ellos. Todos los transitorios son explicados por la ley de Ohm y lentitudes en las respuesta de los controladores. Si se controla por voltaje y se disminuye R tal que sigue comandando el mismo control, aumenta la corriente para mantener $V=V_{ref}$ constante. Si el control por tensión demora un tiempo en actuar, durante ese período el voltaje disminuye (gráfica entre puntos A y B). Al darse las condiciones de cambio de comando por un decrecimiento en R , si al menos uno de los controladores es lento, el de tensión sigue en funcionamiento durante un transitorio y busca mantener una salida constante en V_{ref} por lo que la corriente primero aumenta y luego se estabiliza en I_{ref} (gráfica entre puntos C y D). Cuando ya se controla por corriente, si disminuye R , el voltaje tiende a disminuir también tal que se mantenga $I=I_{ref}$ constante. Si el control en funcionamiento es lento durante un transitorio (gráfica entre puntos E y F), la corriente aumenta (el control por corriente no cambia el ángulo de disparo lo suficientemente rápido para que el voltaje de salida disminuya).

La figura 10.7 representa los transitorios en corriente y tensión por un aumento en R . Si se controla por corriente y R crece tal que no hay cambio de controlador, sube el voltaje con el fin de conservar $I=I_{ref}$ constante. Si el control actuante es lento, durante un período la corriente disminuye (gráfica entre puntos A y B). Si se dan las condiciones de cambio de control, si al menos uno de los controladores es lento, el de corriente sigue comandando durante un transitorio buscando mantener I_{ref} por lo que el voltaje aumenta (gráfica entre puntos C y D). Ya controlando por voltaje, si aumenta R , la corriente disminuye para mantener $V=V_{ref}$ constante. Si el control por voltaje es lento, durante un transitorio (gráfica entre puntos E y F) la tensión aumenta.

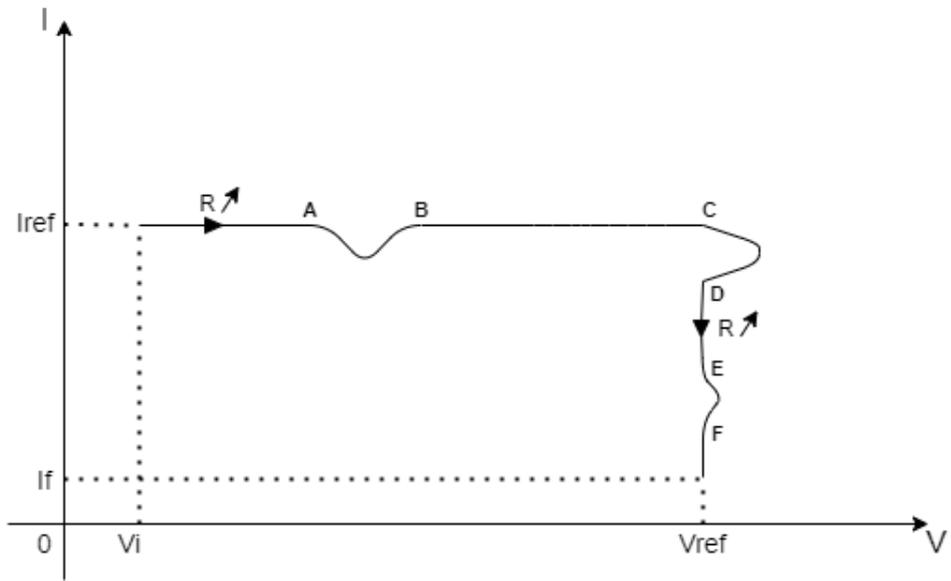
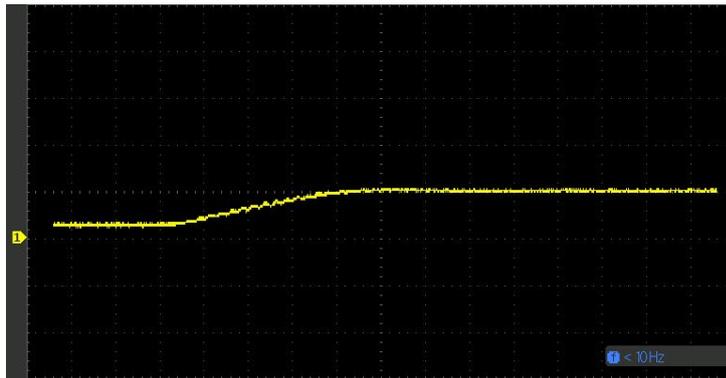


Figura 10.7: Variación del punto de operación al aumentar la resistencia de carga R . Se supone se parte de (V_i, I_{ref}) controlando por corriente y llega a (V_{ref}, I_f) controlando por tensión.

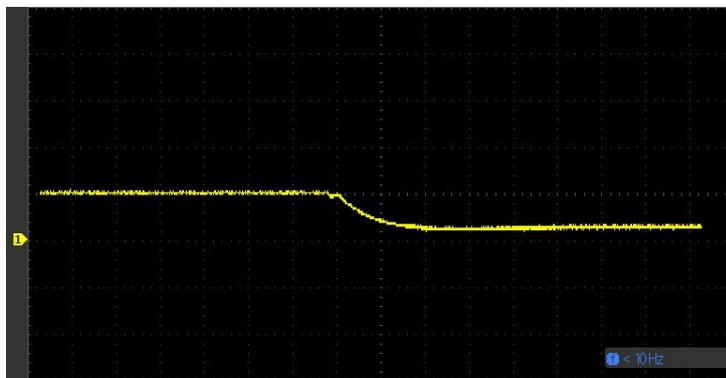
Respuesta Transitoria ante Variaciones de las Magnitudes de Interés

En la presente sección se muestran las respuestas transitorias del sistema ante cambios en las magnitudes de interés: tensión, corriente y resistencia de carga. La figura 10.8 presenta la respuesta del sistema ante un cambio en la tensión ingresada por el usuario (50 V a 200 V), siempre controlando por tensión. La salida presentada es el voltaje en bornes de la resistencia de carga de 45Ω visualizada en el osciloscopio.

El comportamiento es estable, la salida no presenta oscilaciones significativas y converge al valor asignado por el usuario. El tiempo de levantamiento para el escalón ascendente es de aproximadamente 1,5 s mientras que para el escalón descendente es de 1 s. Los tiempos de reacción permiten concluir que el controlador es rápido.



(a) Respuesta de la tensión frente a un escalón de tensión de 50 V a 200 V, escala de tensión 200 de V/div, escala temporal de 500 ms/div.



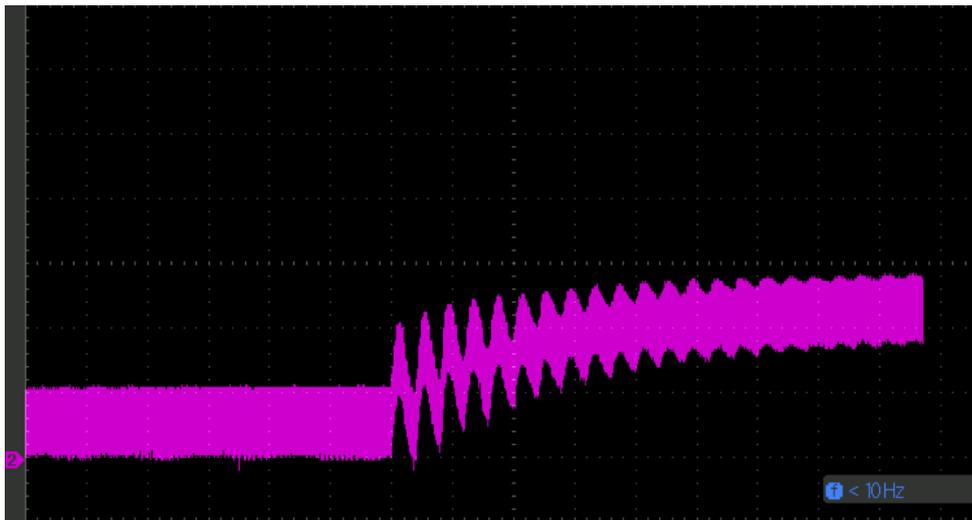
(b) Respuesta de la tensión frente a un escalón de tensión de 200 V a 50 V, escala de tensión de 200 V/div, escala temporal de 500 ms/div.

Figura 10.8: Respuesta transitoria frente a un escalón de tensión.

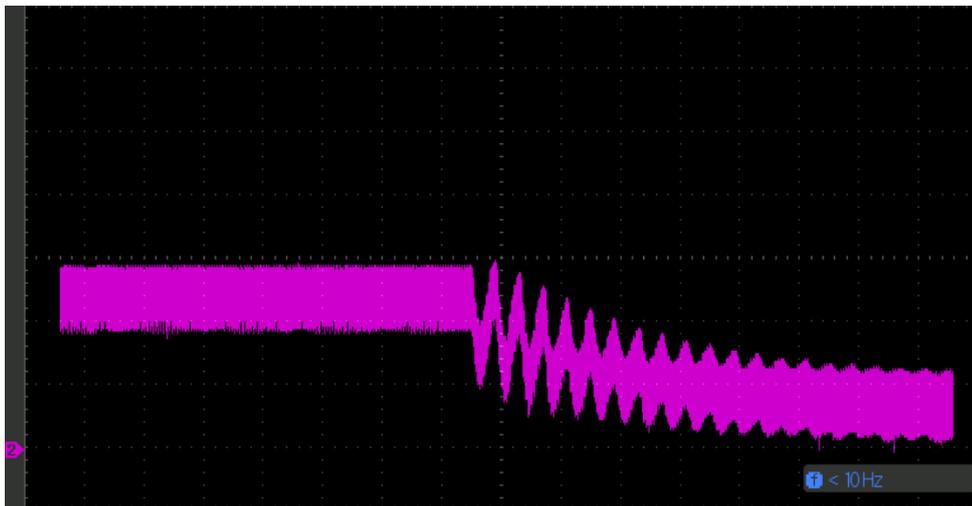
10.3. Ensayos en Lazo Cerrado

La figura 10.8 presenta la respuesta transitoria del sistema ante un cambio en la corriente ingresada por el usuario (2 A a 7 A), siempre controlando por corriente. La salida adquirida es la visualización de la corriente por la inductancia, usando una resistencia de carga de 18Ω , haciendo uso del osciloscopio y la punta amplificadora de corriente.

En esta ocasión, se observan oscilaciones en la respuesta transitoria, pero estas no son producto del control, sino de la presencia del filtro LC. El período de las oscilaciones es de aproximadamente unos 125 ms, período similar al de la frecuencia del filtro LC (122,7 ms). Para que esta oscilación se haga menos visible en la respuesta, el intervalo de control debería ser menor al ya implementado de 40 ms. El tiempo de levantamiento es de unos aproximadamente 2,5 s para la respuesta 10.9(a), mientras que de aproximadamente 2 s para la 10.9(b).



(a) Respuesta de la corriente frente a un escalón de corriente de 2 A a 7 A, escala de corriente de 2,5 A/div, escala temporal de 250 ms/div.



(b) Respuesta de la corriente frente a un escalón de corriente de 7 A a 2 A, escala de corriente de 2,5 A/div, escala temporal de 250 ms/div.

Figura 10.9: Respuesta transitoria frente a un escalón de corriente.

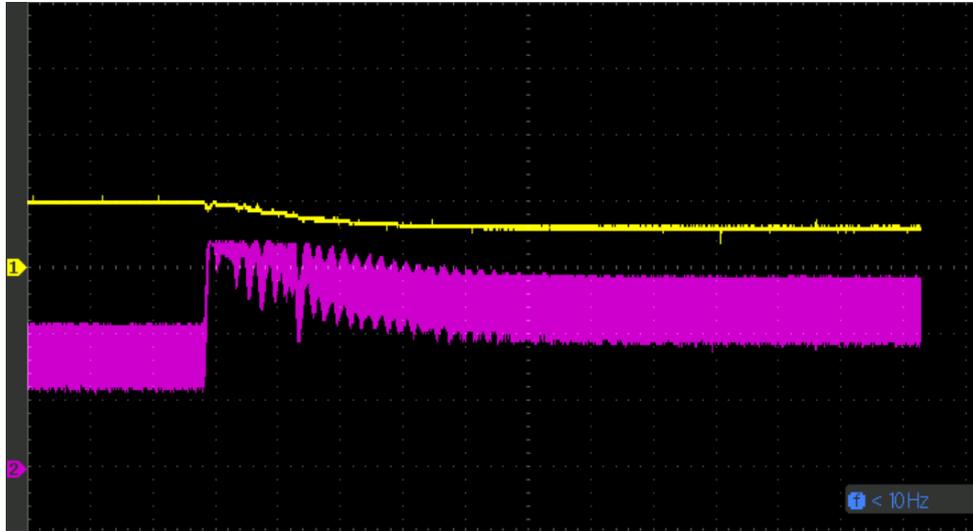
Capítulo 10. Puesta en Marcha del Dispositivo

La figura 10.10 presenta la respuesta del sistema ante un cambio en la resistencia de carga de 45Ω a 18Ω y viceversa. El sistema se encuentra operando según un determinado ingreso de datos (200 V, 7 A). Se busca que la variación en la carga permita pasar del control de una magnitud a otra.

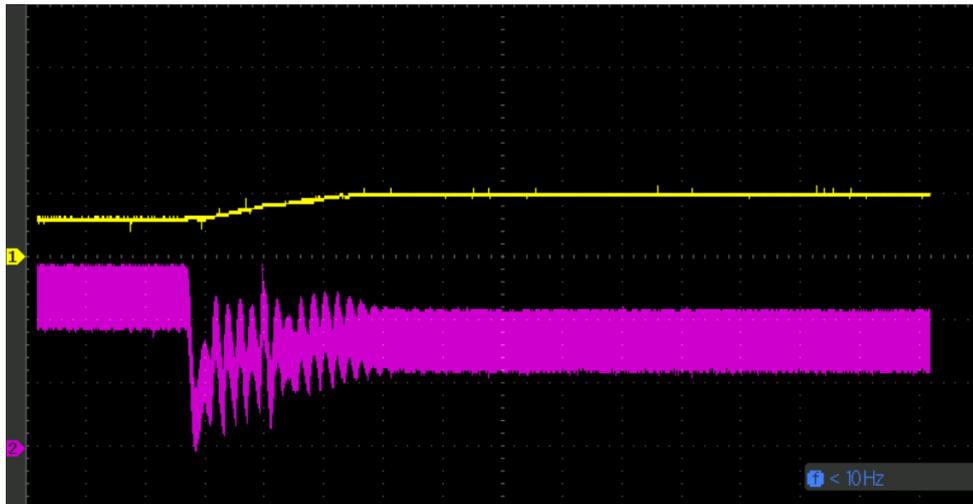
La figura 10.10(a) parte de un control por tensión en 200 V, dado que en esas condiciones la resistencia es de 45Ω . Al disminuir la resistencia, se presentan las condiciones para el cambio de control. Se observa un salto en corriente de 4 A, sobre los 4,4 A de carga inicial. No se observan saltos de tensión significativos. En esta situación, el ángulo de disparo dado por el control de corriente comienza a aumentar hasta superar al ángulo dado por el control de tensión. Una vez que esto sucede, el sistema empieza a controlar por corriente y busca llegar al punto de operación de 7 A. La oscilación en la respuesta transitoria de la corriente sigue siendo producto del filtro LC. El tiempo de transición entre la variación de resistencia y el establecimiento de los 7 A como nuevo punto de operación es de unos aproximadamente 2,5 s.

Se aclara que en un principio se tienen saltos de tensión y corriente más pronunciados ante variaciones de la resistencia de carga, los cuales mejoran a través de modificaciones en el código del *Arduino* de Control. Como se observa en la figura 10.10(a) el cambio en la tensión se produce de forma moderada, mientras que aún no se logra eliminar el salto de la corriente.

La figura 10.10(b) muestra el proceso inverso. Se parte de un control de corriente cuyo punto de operación es de 7 A con una resistencia de carga igual a 18Ω . En determinado momento se cambia la resistencia a 45Ω . Se observa nuevamente el salto en corriente, en este caso se llega a aproximadamente 0 A, y las oscilaciones son producto del filtro LC. El transitorio de la tensión no presenta saltos significativos. Se pasa de un control de corriente a un control de voltaje para volver a entregar nuevamente a los 200 V sobre la resistencia de carga. El tiempo de transición entre la variación de resistencia y el establecimiento de los 200 V como nuevo punto de operación es de aproximadamente 1,5 s.



(a) Respuesta de la corriente y tensión frente a un cambio en la resistencia de carga R de $45\ \Omega$ a $18\ \Omega$, escala de tensión de $200\ \text{V/div}$, escala de corriente de $2,5\ \text{A/div}$ y escala temporal de $500\ \text{ms/div}$.



(b) Respuesta de la corriente y tensión frente a un cambio en la resistencia de carga R de $18\ \Omega$ a $45\ \Omega$, escala de tensión de $200\ \text{V/div}$, escala de corriente de $2,5\ \text{A/div}$ y escala temporal de $500\ \text{ms/div}$.

Figura 10.10: Respuesta transitoria de la corriente y tensión frente a un cambio en la resistencia de carga.

Resistencia de carga mínima

A lo largo de las diversas pruebas de la puesta en marcha, se trabaja con una resistencia de $1000\ \Omega$ en paralelo a la de carga R . El agregado de esta permite que en una situación donde se elimine la resistencia R , el condensador pueda descargarse.

Snubber de Apagado

Como se explica en el capítulo 2.4, ocurren sobretensiones en los tiristores que pueden mitigarse mediante un circuito de apagado RC. Una tensión muy elevada en el semiconductor podría superar el voltaje ánodo-cátodo máximo admisible. Las sobretensiones aparecen por efecto de las capacitancias internas del propio tiristor y las inductancias del circuito externo.

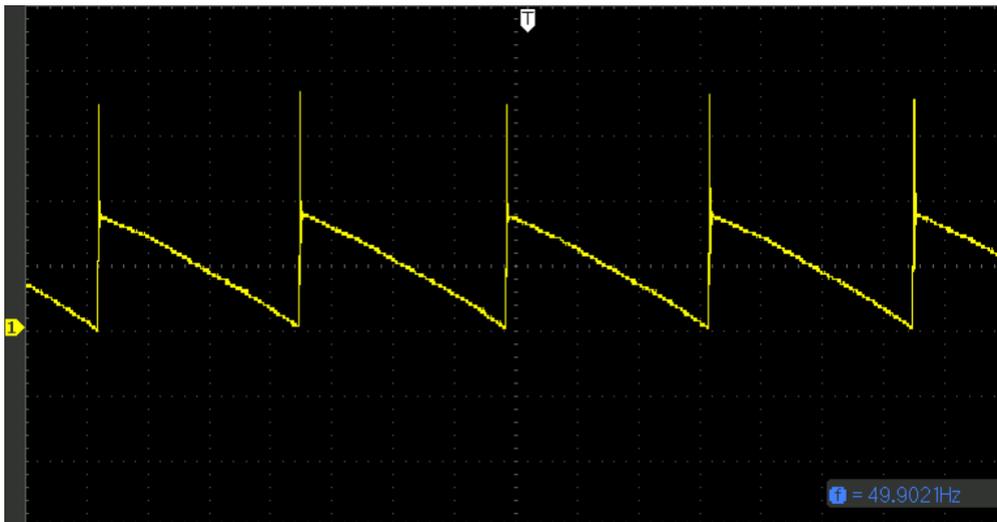


Figura 10.11: Voltaje de salida del puente de tiristores, escala de tensión 200 V/div, escala temporal de 1 ms/div.

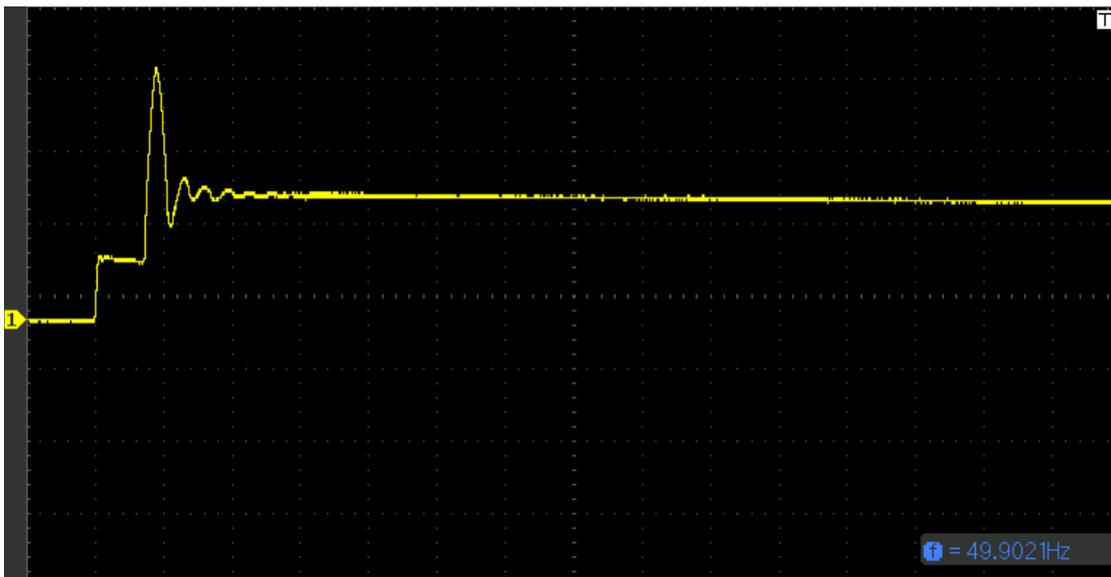


Figura 10.12: Acercamiento de la figura anterior, escala de tensión 200 V/div, escala temporal de 25 us/div.

10.3. Ensayos en Lazo Cerrado



Figura 10.13: Voltaje de salida del puente de tiristores con *snubber* de apagado, escala de tensión de 200 V/div, escala temporal de 1 ms/div.

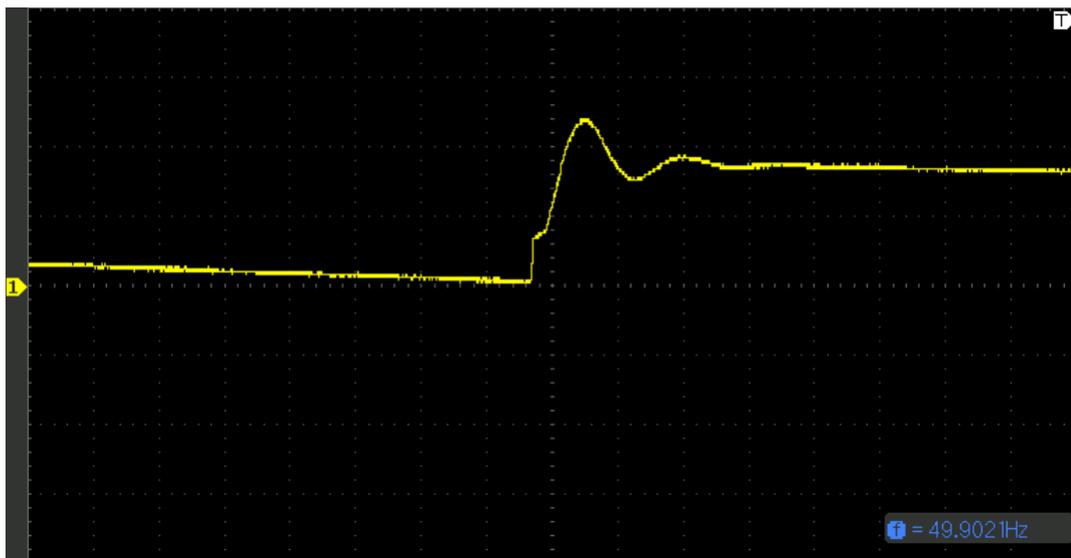


Figura 10.14: Acercamiento de la figura anterior, escala de tensión 200 de V/div, escala temporal de 50 us/div.

Las imágenes 10.11 y 10.12 muestran sobretensiones de 720 V en los tiristores. Estos valores están muy por debajo del voltaje ánodo-cátodo máximo de 1600 V que se indica en su *datasheet*. Sin embargo se considera una buena práctica la implementación de los *snubbers* de apagado. Se utilizan valores estándar para R y C, $R=33\ \Omega$ y $C=0,1\ \mu\text{F}$, y finalmente se obtiene la salida representada en 10.13 y 10.14. Los tiristores sólo soportan, ahora, un sobretiro de 480 V, por lo que se concluye la utilidad de la modificación hecha.

Al colocar el circuito RC, sin embargo, surge un nuevo problema. Se observa ruido en I_d cuando se controla por corriente, presentando oscilaciones aperiódicas en régimen y de mayor amplitud en los transitorios de cambio de corriente (por cambio de control o un nuevo ingreso

Capítulo 10. Puesta en Marcha del Dispositivo

sin cambiar de controlador).

10.3.4. Conclusiones de los Ensayos

Se concluye un buen modelado del sistema controlado por tensión a partir de la verificación de la utilidad del controlador PID generado por las reglas de Ziegler-Nichols:

$$u(k) = u(k-1) + 1,253e(k) + 2,083e(k-1) + 0,395e(k-2).$$

El control funciona adecuadamente para las aplicaciones previstas del convertidor. No presenta oscilaciones ni cambios bruscos en sus transitorios, lo cual es importante porque podría generar daños en la carga y en los circuitos internos. Por otro lado, se comprueba su satisfactoria rapidez a partir de las respuestas escalón registradas. Además, se logra una buena precisión para la gran mayoría de los valores del rango de funcionamiento, precisión que puede ser mejorada con una mayor programación en el *Arduino*.

El controlador de corriente finalmente utilizado cumple la ecuación recursiva:

$$u(k) = u(k-1) + 2e(k).$$

Del control de corriente se concluye que, si bien cumple su cometido (converge en régimen al valor esperado), lo hace con transitorios importantes frente a la magnitud de la corriente en régimen, frente a escalones de carga y de referencia, y pasajes en escalón entre estados del sistema (controlado por tensión y por corriente). Además, presenta oscilaciones en estos transitorios debidas al filtro LC y a imperfecciones en el diseño del control. En régimen, aparecen perturbaciones aleatorias y de menor amplitud que las que se observan en los transitorios, se supone que surgen debido al control pero no se descarta que exista un problema de ruido. La precisión obtenida se considera satisfactoria para los requerimientos del equipo, con posibilidades de mejora en el código.

A lo largo de esta etapa se estudiaron varios controladores en todas sus formas, sin conseguir uno que garantizase una rapidez considerada satisfactoria y estabilidad al mismo tiempo. Se eligió implementar el controlador con el mejor comportamiento de todos. Finalmente, se infiere que se tiene un mal modelo del sistema en corriente.

Se logró un control que mantiene la tensión y la corriente con errores cercanos a cero y que realiza correcciones de tensión y corriente en pocos segundos ante variaciones de carga y red, lo que se estima que es suficiente para alimentar excitaciones de máquinas eléctricas en forma estable para el laboratorio. Se tenía inicialmente un pasaje lento entre controladores pues ambos actuaban independientemente. Tal tardanza generaba, además, sobretiros en las magnitudes vistas en la sección 10.3.3. Para mejorar la velocidad del cambio entre controles, se implementó el uso del mismo término $u(k-1)$ en los dos. De esta forma, ambos ángulos se encuentran siempre próximos entre sí generando una mejora en la rapidez y en los sobretiros.

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Capítulo 11

Conclusiones

Como producto final, se tiene un dispositivo que genera el voltaje y corriente ingresado por el usuario, con mayor estabilidad en tensión. Se cumplen los requerimientos de diseño para la fuente de [300 V, 7 A], es decir, se cubre todo el rango de funcionamiento con un equipo que responde correctamente al ingreso de datos y cambios en la carga.

Se cumplieron las distintas etapas previstas del proyecto. Primero se diseñaron y fabricaron los circuitos de electrónica: sincronismo, medida y disparo, y se eligieron las fuentes de alimentación de todos estos. Luego, se diseñaron el montaje de todos los componentes en la estructura y con esto, todas las decisiones sobre como adherirlos a ella. Se definieron los conductores y terminales, y se conectaron todos los bloques entre sí con identificaciones incluidas. Se verificó la utilidad de los componentes de potencia ya presentes en el taller y se diseñaron los faltantes, como los disipadores de los tiristores y las protecciones asociadas. Luego se programaron ambos *Arduinos*, trabajo que implicó un estudio a fondo de dichas placas programables, especialmente de sus temporizadores e interrupciones, y la comunicación entre ellas. Se empezó con el diseño de un pseudocódigo que luego dió lugar a un programa de control y disparo de los tiristores. A lo largo del proyecto, se ensayaron los circuitos de electrónica individualmente y luego en cadena con el agregado de los *Arduinos*. Y se culminó con el ensayo de lazo abierto y lazo cerrado del rectificador completo.

A partir de los ensayos, se concluye un correcto diseño de los circuitos de señal y una buena protección de estos al aislarlos de los bloques de potencia. Respecto al dispositivo completo, las pruebas de funcionamiento permiten observar las formas de onda esperadas y salidas acordes a lo requerido por el usuario. Se logra un control por tensión estable y sin sobretiros importantes, adecuado a los requerimientos del rectificador, mientras que el control por corriente, a pesar de cumplir su cometido, presenta perturbaciones en régimen en la corriente.

Además de no llegar a un control por corriente óptimo, no se logra un dispositivo indiferente al ruido. Por otro lado, a pesar de tener construidos y montados los circuitos de señal y los componentes de potencia para la fuente de [300 V, 20 A], no se realizaron los cableados de sus bloques ni se ensayó el funcionamiento en lazo abierto y cerrado del dispositivo completo.

A futuro se busca el diseño de un control por corriente más dinámico y estable, y un dispositivo menos propenso al ruido y a interferencias electromagnéticas. Se busca emprolijar la estructura para hacerla más segura para el manejo estudiantil, impidiendo así el contacto involuntario con superficies activas. Se dejan a disposición de la facultad los diseños, circuitos y

Capítulo 11. Conclusiones

demás componentes para una posible futura construcción de la fuente de [300 V, 20 A].

La principal enseñanza del presente proyecto es la dificultad de la implementación de la teoría en la realidad, el peso que realmente tienen las no idealidades en la práctica y la necesidad de resolver algunos problemas mediante ensayo y error.

Apéndice A

Apéndice

A.1. Tablas de Datos de los Circuitos de Medida

A.1.1. Ensayo de los Circuitos de Medida de Tensión y Corriente

M. Tensión			M. Corriente			
Vin (V)	Vout (V)	Vout/Vin	Vin (V)	Iin (A)	Vout (V)	Vout/Vin
11,15	0,128	0,0114	4	0,7	0,12	0,171
21,1	0,272	0,0128	10	1,3	0,244	0,187
29,3	0,384	0,0131	16	1,9	0,36	0,189
40,7	0,5	0,0122	20	2,3	0,464	0,201
50,7	0,64	0,0126	25	3	0,584	0,194
61,9	0,8	0,0129	31	3,7	0,7	0,189
70,6	0,94	0,0133	36	4,3	0,8	0,186
80,4	1,08	0,0134	43	5,1	0,96	0,188
91	1,22	0,0134	52	6,1	1,16	0,190
100,7	1,36	0,0135	62	7,3	1,4	0,191
110	1,5	0,0136			Pend exp.:	0,1907
121,1	1,62	0,0133			Pend teórica:	0,2
131,7	1,8	0,0136				
141,9	1,92	0,0135				
151	2,08	0,0137				
161,2	2,2	0,0136				
170,9	2,36	0,0138				
181,7	2,52	0,0138				
191,2	2,64	0,0138				
195,9	2,72	0,0138				
	Pend exp.:	0,0140				
	Pend teórica:	0,0128				

Tabla A.1: Ensayos de los circuitos de medida de tensión y corriente para la fuente de 7 A.

Apéndice A. Apéndice

A.1.2. Ensayo de Saturación en los Circuitos de Medida

M. Tensión		M. Corriente	
V_{in} (V)	V_{out} (V)	I_{in} (A)	V_{out} (V)
0	-0,025	1,20	0,20
12	0,168	2,20	0,40
36	0,496	3,40	0,64
68	0,963	4,30	0,84
80	1,128	5,30	1,04
92	1,315	6,30	1,24
104	1,49	7,30	1,48
116	1,67	8,40	1,68
132	1,87	9,40	1,92
160	2,27	10,40	2,08
168	2,41	11,40	2,24
192	2,76	12,50	2,44
216	3,08	13,50	2,60
228	3,24	14,60	2,76
248	3,54	15,60	2,92
256	3,67	16,60	3,12
272	3,83	17,60	3,28
280	3,95	18,70	3,48
288	4,07	19,70	3,64
300	4,18		

Tabla A.2: Ensayo en los circuitos de medida.

A.2. Códigos

Se presentan los siguientes códigos:

- Código del Control de Voltaje.
- Código del Control de Voltaje y Corriente.
- Código de Disparo con Arranque del Condensador.

A.2.1. Código del Control de Voltaje

```

1  /*****
2      /*Controlador por voltaje*/
3      /*Autores: Alba Valentina y Cabot Nicole*/
4  /*Se calcula el angulo de disparo alfa de los tiristores a partir
5  * del voltaje requerido por el usuario y la salida del circuito de
6  * medida de tension. La salida del codigo es dicho angulo enviado
7  * a otro Arduino via I2C.
8  * Cada 40ms (cada dos interrupciones de una fase de la Red
9  * trifasica) se envia el alfa anterior y se procede a calcular uno
10 * nuevo realizando el arcoseno de la salida actual del controlador.
11 * El controlador se representa mediante su ecuacion recursiva
12 * haciendo uso de arreglos para representar seniales en tiempos
13 anteriores al actual.*/
14 /*****/
15
16 #include <SoftwareSerial.h>
17 #include <Wire.h>
18
19 float e[3]; //entrada al pid, e[n]=e(k-n)
20 float u[2]; //salida del pid, u[n]=u(k-n)
21 double m[3]; //salida del circuito de medida, m[n]=m(k-n)
22 float r[3]; //entrada al sistema(referencia), r[n]=r(k-n)
23 String str_vref; //String ingresado por el usuario
24 float vref; //ingreso del usuario
25 int pin1=A3; //pin donde entra la medida (rango 0..300)
26 const int pin2=19; //fase R
27 float vmed; //voltaje medido por el circuito de medida
28 float alfa=120; //angulo de disparo
29 float mult_scale=1000; //factor de ajuste
30 int toggle=1; // permite considerar solo int pares
31 int int_on=0; //a sondear en el loop infinito para detectar int
32 const int SLAVE_ADDRESS = 10; //referencia del Arduino de disparo
33
34 void setup() {
35     noInterrupts();
36     Wire.begin();
37     Serial.begin(9600);

```

Apéndice A. Apéndice

```
38
39 pinMode(pin1, INPUT);
40 pinMode(pin2, INPUT);
41
42 float arcos(float x);
43
44 attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(pin2), faseR, RISING);
45
46 interrupts(); //pueden comenzar las interrupciones
47 }
48
49 //se indica al loop infinito que hay una interrupcion
50 void faseR(){
51   int_on=1;
52 }
53
54 void loop() {
55   if (int_on==1){
56     if (toggle==0){
57
58       //se envia el alfa anterior
59       const byte * p = (const byte*) &alfa;
60       unsigned int i;
61       Wire.beginTransmission (SLAVE_ADDRESS);
62       for (i = 0; i < sizeof alfa; i++){
63         Wire.write(*p++);
64       }
65       Wire.endTransmission ();
66
67       //se lee la medida de voltaje
68       vmed=analogRead(pin1);
69       vmed = vmed * 5 / 1024;
70
71       //se rota m[k] y define a m[0] como la medida de voltaje actual
72       m[2]=m[1];
73       m[1]=m[0];
74       m[0]=vmed;
75
76       //se rota r[k] y define a r[0] como el ingreso del usuario
77       r[2]=r[1];
78       r[1]=r[0];
79       r[0]=vref;
80
81       //se calcula e[k] para k=0,1,2
82       for (int i = 0; i <= 2; i++) {
83         e[i]=r[i]-m[i];
84       }
85
86       //se rota u[k] y calcula u[0] a partir de la ecuacion del PID
```

```

87     u[1]=u[0];
88     u[0]=(u[1]+1.253*e[0]+2.083*e[1]+0.395*e[2]); //ecuacion
89
90     alfa=arcos(u[0]);
91
92     toggle=1;
93     }
94     else{
95         toggle=0;
96     }
97
98     int_on=0;
99 }
100
101 //Si el usuario ingresa un voltaje, se lo lee, convierte a entero
102 //y ajusta su escala
103 if(Serial.available()){
104     str_vref = Serial.readString();
105     vref = str_vref.toFloat();
106     vref = ((vref-3.5)/1.1)/60;
107 }
108 }
109
110 //Funcion que simula el arcoseno mediante la linealizacion en
111 //tres partes del coseno
112 //Siempre restringe alfa entre 5 y 120 grados por seguridad
113
114 float arcos(double x){
115     x=x/100-0.5;
116     float angulo; //angulo en radianes
117     if (x>=1.15){
118         angulo=0.08726;
119     }
120     if ((x>-0.4)&&(x<1.15)){
121         angulo=(1.2160-x)/0.7703;
122     }
123     if (x<=-0.4){
124         angulo=2.094;
125     }
126     angulo=angulo*360/(2*3.14); //angulo en grados
127     return angulo;
128 }

```

A.2.2. Código del Control de Voltaje y Corriente

```

1  /*****
2      /*Controlador*/
3      /*Autores: Alba Valentina y Cabot Nicole*/
4  /*Se calcula el angulo de disparo de los tiristores (alfa) a partir
5  * del par [Voltaje, Corriente] requerido por el usuario y las
6  * salidas de los circuitos de medida. La salida del codigo es
7  * dicho angulo enviado a otro Arduino via I2C.
8  * Cada 40ms (cada dos interrupciones de una fase de la Red
9  * trifasica) se envia el alfa anterior y se procede a calcular uno
10 * nuevo como el mayor entre los dos calculados para cada controlador
11 * (realizando el arcoseno de sus salidas actuales).
12 * Los controladores se representan mediante sus ecuaciones
13 * recursivas haciendo uso de arreglos para representar seniales en
14 * tiempos anteriores al actual.*/
15 *****/
16
17 #include <SoftwareSerial.h>
18 #include <Wire.h>
19 #include <String.h>
20
21 float rv[3]; //entrada de voltaje al sist. realimentado
22 String str_vref; //entrada del usuario de voltaje actual
23 float vref; //str_vref en flotantes
24 double mv[3]; //salida del circuito de medida de voltaje
25 float vmed; //entrada de voltaje medido actual
26 float ev[3]; //entrada al PID de voltaje
27 float uv[2]; //salida del PID de voltaje
28 float ri[3]; //entrada de corriente al sist. realimentado
29 double mi[3]; //salida del circuito de medida de corriente
30 String str_iref; //entrada del usuario de I actual
31 float iref; //str_iref en flotantes
32 float imed; //entrada de corriente medida actual
33 float u; //u=u[k-1] compartido por ambos controladores
34 int pin1=A3; //pin analogico donde entra la medida de tension
35 int pin3=A4; //pin analogico donde entra la medida de corriente
36 int pin2=19; //fase R
37 float alfa_v=120;
38 float alfa_i=120;
39 int toggle=0; //permite considerar solo int pares
40 int int_on=0; //a sondear en el loop infinito para detectar int
41 int j=0; //cuenta cuantas muestras va tomando de corriente
42 int k=0; //variable para promediar
43 float iav=0; //promedio de muestras de corriente
44 char *record; //puntero para comunicacion con usuario
45 char *p, *i; //punteros para comunicacion con usuario
46 const int SLAVE_ADDRESS = 10; //referencia de Arduino de disparo

```

```

47
48 void setup() {
49
50   noInterrupts();
51   Wire.begin();
52   Serial.begin(9600);
53
54   pinMode(pin1, INPUT);
55   pinMode(pin2, INPUT);
56   pinMode(pin3, INPUT);
57
58   float arcosv(float x);
59   float arcosi(float x);
60
61   attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(pin2), faseR, RISING);
62
63   //se configura el timer 3
64   TCCR3A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0;
65   TCCR3B=0;
66   TCCR3B |= (1<<WGM32);
67   interrupts(); //pueden comenzar las interrupciones
68 }
69
70 //se indica al loop infinito que hay una interrupcion
71 void faseR(){
72   int_on=1;
73 }
74
75 //cada vez que el timer 3 interrumpe se muestrea la
76 //corriente o se hace el promedio de las muestras
77 //anteriores (cuando se llega a 24 muestras)
78 ISR(TIMER3_COMPA_vect){
79   TCCR3B |= (1<<WGM32); //se activa el modo CTC en el timer
80   TCCR3B |= (1<<CS30); //preescala de 8
81   TCNT3=0; //se inicializa para empezar a muestrear
82   OCR3A=6600;
83   TIMSK3|=(1<<OCIE3A);
84
85   if (j<24){
86     imed=analogRead(pin3);
87     imed = imed * 5 / 1024;
88     iav=iav+imed;
89     j++;
90   }
91   if (j==24){
92     j=0;
93     iav=iav/24;
94     TIMSK3 &= ~(1 << OCIE3A);
95   }

```

Apéndice A. Apéndice

```
96 }
97
98 void loop() {
99   if (int_on==1){
100     if (toggle==0){
101       //se envia el alfa anterior
102       const byte * p = (const byte*) &alfa;
103       unsigned int i;
104       Wire.beginTransmission (SLAVE_ADDRESS);
105       for (i = 0; i < sizeof alfa; i++){
106         Wire.write(*p++);
107       }
108       Wire.endTransmission ();
109
110       //control de corriente
111
112       //se rota ri[k] y define a ri[0] como el ingreso del usuario
113       ri[2]=ri[1];
114       ri[1]=ri[0];
115       ri[0]=iref;
116
117       //se rota mi[k] y define a mi[0] como el promedio del muestreo
118       mi[2]=mi[1];
119       mi[1]=mi[0];
120       mi[0]=iav;
121
122       //se calcula ei[k] para k=0,1,2
123       for (int i = 0; i <= 2; i++) {
124         ei[i]=ri[i]-mi[i];
125       }
126
127       //se rota ui[k] y calcula ui[0] a partir de la ecuacion del PID
128       ui[0]=u+2*ei[0]; //ecuacion
129
130       //anti-windUp
131       if (ui[0]>170){
132         ui[0]=170;
133       }
134       if (ui[0]<0){
135         ui[0]=0;
136       }
137
138       //se calcula alfa_i
139       alfa_i=arcosi(ui[0]); //cambiar los 300 si se prueba con
140         voltaje mas chico!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!
141
142       iav=0;
143
144       //CODIGO PARA VOLTAJE
```

```

144
145 //se lee la medida de voltaje
146 vmed=analogRead(pin1);
147 vmed = vmed * 5 / 1024;
148
149 //se rota mv[k] y define a mv[0] como la muestra actual
150 mv[2]=mv[1];
151 mv[1]=mv[0];
152 mv[0]=vmed;
153
154 //se rota rv[k] y define a rv[0] como el ingreso del usuario
155 rv[2]=rv[1];
156 rv[1]=rv[0];
157 rv[0]=vref;
158
159 //se calcula ei[k] para k=0,1,2
160 for (int i = 0; i <= 2; i++) {
161     ev[i]=rv[i]-mv[i];
162 }
163
164 //se rota uv[k] y calcula uv[0] a partir de la ecuacion del PID
165 uv[0]=(u+1.253*ev[0]+2.083*ev[1]+0.395*ev[2]); //ecuacion
166 if (uv[0]>170){
167     uv[0]=170;
168 }
169 if (uv[0]<0){
170     uv[0]=0;
171 }
172
173 //se calcula alfa_v
174 alfa_v=arccos(uv[0]);
175
176 //se define el alfa a enviar
177 alfa = max(alfa_v, alfa_i);
178
179 //se guarda en u para usarse como uv[1] y ui[1] en el prox.
    loop
180 u=min(uv[0], ui[0]);
181
182 toggle=1;
183 }
184 else{
185     TCCR3B |= (1<<WGM32); //modo CTC en el timer 3
186     TCCR3B |= (1<<CS30);
187     TCNT3=0; //se inicializa contador para empezar a muestrear
188     OCR3A=6600;
189     TIMSK3|=(1<<OCIE3A);
190     toggle=0;
191 }

```

Apéndice A. Apéndice

```
192
193     int_on=0;
194 }
195
196 //Si el usuario ingresa un voltaje y corriente, se lo lee, convierte
197     a entero
198 //y ajusta su escala
199 if(Serial.available()) {
200     str_vref = Serial.readString(); //leo el string ingresado
201     char* record = str_vref.c_str();
202
203     //Primera iteracion
204     p = strtok_r(record, ":", &i);
205     vref=atof(p);
206     vref = (vref-3.5)/1.1)/60;
207     Serial.print(vref);
208     Serial.print("  ");
209
210     //Segunda iteracion
211     p = strtok_r(NULL, ":", &i);
212     iref=atof(p);
213     iref = iref/4.875;
214     Serial.print(iref);
215     Serial.println("");
216 }
217 }
218
219 //Funciones que simulan el arcoseno mediante la linealizacion en
220 //tres partes del coseno
221 //Siempre restringe alfa entre 5 y 120 grados por seguridad
222
223 float arcosv(double x) {
224
225     x=x/100-0.5;
226     float angulo; //angulo en radianes
227     if (x>=1.15) {
228         angulo=0.08726;
229     }
230     if ((x>-0.4)&&(x<1.15)) {
231         angulo=(1.2160-x)/0.7703;
232     }
233
234     if (x<=-0.4) {
235         angulo=2.094;
236     }
237
238     angulo=angulo*360/(2*3.14);
239 }
```

```
240     return angulo; //angulo en grados
241 }
242
243 float arcosi(double x) {
244
245     x=x/100-0.5;
246     float angulo; //angulo en radianes
247     if (x>=1.15) {
248         angulo=0.08726;
249     }
250     if ((x>-0.4)&&(x<1.15)) {
251         angulo=(1.2160-x)/0.7703;
252     }
253
254     if (x<=-0.4) {
255         angulo=2.094;
256     }
257
258     angulo=angulo*360/(2*3.14);
259
260     return angulo; //angulo en grados
261 }
```

A.2.3. Código de Disparo de los Tiristores junto a la Carga Lenta de los Condensadores

```

1  /*****
2      /*Disparo de los tiristores*/
3      /*Autores: Alba Valentina y Cabot Nicole*/
4  /*Ingresa el angulo de disparo proveniente del Arduino de control y
5  * y las tres salidas del circuito de sincronismo como referencia de
6  * la red trifasica. Las salidas son seis pulsos correspondientes a
7  * cada tiristor que se envian al circuito de disparo para indicarle
8  * cuando disparar.
9  * A partir de interrupciones generadas a partir de las salidas del
10 * sincronismo, se activan temporizadores que cuentan un tiempo
11 * correspondiente a alfa. Cuando se termina la cuenta se activan
12 * las se ales indicativas de disparo de los tiristores.
13 *****/
14
15 int start =1;
16 int beta=0;
17 int count_steps=0;
18 int i=1;
19 int h=0;
20 unsigned long step_ms;
21 unsigned long t_retardo=0;
22 unsigned long start_time;
23 const int pin1=18; //fase R
24 const int pin2=19; //fase S
25 const int pin3=2; //fase T
26 const int pin1_out= 22; //tiristor 1
27 const int pin2_out= 24; //tirisor 2
28 const int pin3_out= 26; //tiristor 3
29 const int pin4_out= 30; //tiristor 4
30 const int pin5_out= 32; //tiristor 5
31 const int pin6_out= 42; //tiristor 6
32 float alfa= 120;
33 const float tau= (8/(16*pow(10,6)));
34 int cuenta= int(((alfa)*0.02)/(tau*360));
35 String message; //ingreso del Arduino de control
36
37 void setup() {
38     noInterrupts();
39     Serial.begin(9600); //abre comunicacion serial
40
41     pinMode(pin1, INPUT);
42     pinMode(pin2, INPUT);
43     pinMode(pin3, INPUT);
44     pinMode(pin1_out, OUTPUT);
45     pinMode(pin2_out, OUTPUT);

```

A.2. Códigos

```
46 pinMode(pin3_out, OUTPUT);
47 pinMode(pin4_out, OUTPUT);
48 pinMode(pin5_out, OUTPUT);
49 pinMode(pin6_out, OUTPUT);
50
51 //configuracion de timers para contar lo equivalente a alfa
52
53 //timer 3
54 TCCR3A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0;
55 TCCR3B=0;
56 TCCR3B |= (1<<WGM32); //se activa el modo CTC en el timer 3
57 TCCR3B |= (1<<CS31); //preescala de 8
58 TCNT3=0; //se inicializa contador
59 OCR3A=cuenta;
60 TIMSK3|=(1<<OCIE3A);
61
62 //timer 4
63 TCCR4A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0;
64 TCCR4B=0;
65 TCCR4B|=(1<<WGM42); //se activa el modo CTC en el timer 3
66 TCCR4B|=(1<<CS41); //preescala de 8
67 TCNT4=0; //se inicializa contador
68 OCR4A=cuenta;
69 TIMSK4|=(1<<OCIE4A);
70
71 //timer5
72 TCCR5A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0;
73 TCCR5B=0;
74 TCCR5B|=(1<<WGM52); //se activa el modo CTC en el timer 3
75 TCCR5B|=(1<<CS51); //preescala de 8
76 TCNT5=0; //se inicializa contador
77 OCR5A=cuenta;
78 TIMSK5|=(1<<OCIE5A);
79
80 MCUSR |= _BV(PUD); //se desactiva pull up resistors
81
82 //interrupciones para cada fase
83 attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(pin1), faseR, CHANGE);
84 attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(pin2), faseS, CHANGE);
85 attachInterrupt(digitalPinToInterrupt(pin3), faseT, CHANGE);
86
87 interrupts(); //pueden comenzar las interrupciones
88 }
89
90 //cuando los timers terminan sus cuentas, se envian las se a les
91 //de disparo (y apagado de confirmacion) de los tiristores
92 //correspondientes
93
94 ISR(TIMER3_COMPA_vect) {
```

Apéndice A. Apéndice

```
95  if (falta_fase == 1){
96      digitalWrite(pin1_out, LOW);
97      digitalWrite(pin5_out, LOW);
98      digitalWrite(pin3_out, LOW);
99      digitalWrite(pin1_out, LOW);
100     digitalWrite(pin5_out, LOW);
101     digitalWrite(pin3_out, LOW);
102 }
103 else{
104     if(digitalRead(pin1)){
105         digitalWrite(pin3_out, LOW);
106         digitalWrite(pin5_out, LOW);
107         digitalWrite(pin1_out, HIGH);
108         TCCR3B=0;
109     }
110     else{
111         digitalWrite(pin2_out, LOW);
112         digitalWrite(pin6_out, LOW);
113         digitalWrite(pin4_out, HIGH);
114         TCCR3B=0;
115     }
116 }
117 }
118
119 ISR(TIMER4_COMPA_vect){
120     if (falta_fase == 1){
121         digitalWrite(pin1_out, LOW);
122         digitalWrite(pin5_out, LOW);
123         digitalWrite(pin3_out, LOW);
124         digitalWrite(pin1_out, LOW);
125         digitalWrite(pin5_out, LOW);
126         digitalWrite(pin3_out, LOW);
127     }
128     else{
129         if(digitalRead(pin2)){
130             digitalWrite(pin1_out, LOW);
131             digitalWrite(pin5_out, LOW);
132             digitalWrite(pin3_out, HIGH);
133             TCCR4B=0;
134         }
135         else{
136             digitalWrite(pin4_out, LOW);
137             digitalWrite(pin2_out, LOW);
138             digitalWrite(pin6_out, HIGH);
139             TCCR4B=0;
140         }
141     }
142 }
143 }
```

```

144 ISR(TIMER5_COMPA_vect) {
145     if (falta_fase == 1){
146         digitalWrite(pin1_out, LOW);
147         digitalWrite(pin5_out, LOW);
148         digitalWrite(pin3_out, LOW);
149         digitalWrite(pin1_out, LOW);
150         digitalWrite(pin5_out, LOW);
151         digitalWrite(pin3_out, LOW);
152     }
153     else{
154         if(digitalRead(pin3)) {
155             digitalWrite(pin3_out, LOW);
156             digitalWrite(pin1_out, LOW);
157             digitalWrite(pin5_out, HIGH);
158             TCCR5B=0;
159         }
160         else{
161             digitalWrite(pin4_out, LOW);
162             digitalWrite(pin6_out, LOW);
163             digitalWrite(pin2_out, HIGH);
164             TCCR5B=0;
165         }
166     }
167 }
168
169 //las interrupciones por las entradas desde el sincronismo
170 //activan los temporizadores
171
172 void faseR() {
173     TCCR3B |= (1<<WGM32); //se activa el modo CTC en el timer 3
174     TCCR3B |= (1<<CS31); //preescala de 8
175     TCNT3=0;
176     OCR3A=cuenta;
177 }
178
179 void faseS() {
180     TCCR4B |= (1<<WGM42); //se activa el modo CTC en el timer 3
181     TCCR4B |= (1<<CS41); //preescala de 8
182     TCNT4=0;
183     OCR4A=cuenta;
184 }
185
186 void faseT() {
187     TCCR5B |= (1<<WGM52); //se activa el modo CTC en el timer 3
188     TCCR5B |= (1<<CS51); //preescala de 8
189     TCNT5=0;
190     OCR5A=cuenta;
191 }
192

```

Apéndice A. Apéndice

```
193 void loop() {
194
195   if(Serial.available()){ //si hay ingreso del usuario
196     message = Serial.readString(); //se lee el string ingresado
197
198     if (start==1){ //carga lenta de condensadores en el comienzo
199       start_time = millis();
200       int beta = message.toInt(); //se convierte a un entero
201       count_steps = int((120-beta)/5); // cuantas veces se
           decrementan 5 grados a 120
202       step_ms = 208; // cuantos ms pasan entre cada decremento de 5
           grados
203
204       for (i = 1; i < count_steps + 1; i++){
205         while (millis()- start_time < step_ms*i){
206           }
207         alfa = alfa - 5;
208         cuenta= int(((alfa)*0.02)/(tau*360));
209
210         //timer 3
211         TCCR3A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
212         TCCR3B=0;
213         TCCR3B |= (1<<WGM32); //se activa el modo CTC en el timer 3
214         TCCR3B |= (1<<CS31); //preescala de 8
215         TCNT3=0; //se inicializa contador
216         OCR3A=cuenta;
217         TIMSK3|=(1<<OCIE3A);
218
219         //timer 4
220         TCCR4A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
221         TCCR4B=0;
222         TCCR4B|=(1<<WGM42); //se activa el modo CTC en el timer 3
223         TCCR4B|=(1<<CS41); //preescala de 8
224         TCNT4=0; //se inicializa contador
225         OCR4A=cuenta;
226         TIMSK4|=(1<<OCIE4A);
227
228         //timer5
229         TCCR5A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
230         TCCR5B=0;
231         TCCR5B|=(1<<WGM52); //se activa el modo CTC en el timer 3
232         TCCR5B|=(1<<CS51); //preescala de 8
233         TCNT5=0; //se inicializa contador
234         OCR5A=cuenta;
235         TIMSK5|=(1<<OCIE5A);
236       }
237
238       alfa = beta;
239       cuenta= int(((alfa)*0.02)/(tau*360));
```

A.2. Códigos

```
240
241 //timer 3
242 TCCR3A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
243 TCCR3B=0;
244 TCCR3B |= (1<<WGM32); //se activa el modo CTC en el timer 3
245 TCCR3B |= (1<<CS31); //preescala de 8
246 TCNT3=0; //se inicializa contador
247 OCR3A=cuenta;
248 TIMSK3|=(1<<OCIE3A);
249
250 //timer 4
251 TCCR4A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
252 TCCR4B=0;
253 TCCR4B|=(1<<WGM42); //se activa el modo CTC en el timer 3
254 TCCR4B|=(1<<CS41); //preescala de 8
255 TCNT4=0; //se inicializa contador
256 OCR4A=cuenta;
257 TIMSK4|=(1<<OCIE4A);
258
259 //timer5
260 TCCR5A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
261 TCCR5B=0;
262 TCCR5B|=(1<<WGM52); //se activa el modo CTC en el timer 3
263 TCCR5B|=(1<<CS51); //preescala de 8
264 TCNT5=0; //se inicializa contador
265 OCR5A=cuenta;
266 TIMSK5|=(1<<OCIE5A);
267
268 start=0;
269 }
270
271 else {
272     alfa = message.toFloat(); //se convierte a un entero
273     cuenta= int(((alfa)*0.02)/(tau*360));
274
275     //timer 3
276     TCCR3A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0;
277     TCCR3B=0;
278     TCCR3B |= (1<<WGM32); //se activa el modo CTC en el timer 3
279     TCCR3B |= (1<<CS31); //preescala de 8
280     TCNT3=0; //se inicializa contador
281     OCR3A=cuenta;
282     TIMSK3|=(1<<OCIE3A);
283
284     //timer 4
285     TCCR4A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
286     TCCR4B=0;
287     TCCR4B|=(1<<WGM42); //se activa el modo CTC en el timer 3
288     TCCR4B|=(1<<CS41); //preescala de 8
```

Apéndice A. Apéndice

```
289 TCNT4=0; //se inicializa contador
290 OCR4A=cuenta;
291 TIMSK4|=(1<<OCIE4A);
292
293 //timer5
294 TCCR5A=0; //el registro de ctrl A queda todo en 0
295 TCCR5B=0;
296 TCCR5B|=(1<<WGM52); //se activa el modo CTC en el timer 3
297 TCCR5B|=(1<<CS51); //preescala de 8
298 TCNT5=0; //se inicializa contador
299 OCR5A=cuenta;
300 TIMSK5|=(1<<OCIE5A);
301 }
302 }
303 }
```

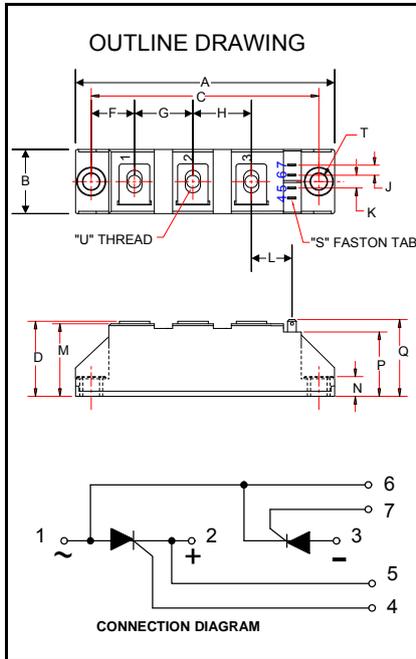
A.3. Datasheets

Se presentan las hojas de datos de los siguientes componentes:

- Tiristor *CD43-90B POWEREX*.
- Optocoplador *H11L3 Fairchild*.
- Sensores de Corriente de Efecto Hall *CL-25, CL-50*.
- Transductor de Voltaje *LV20-P LEM*.
- Transistor *BC327*.
- Diodo Schottky *BAT 41*.

Powerex, Inc., Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697 (724) 925-7272

POW-R-BLOK™
Dual SCR Isolated Module
90 Amperes / Up to 1800 Volts



CD43_90B
Dual SCR Isolated
POW-R-BLOK™ Module
 90 Amperes / Up to 1800 Volts

Description:

Powerex Dual SCR Modules are designed for use in applications requiring phase control and isolated packaging. The modules are isolated for easy mounting with other components on a common heatsink. POW-R-BLOK™ has been tested and recognized by the Underwriters Laboratories.

Features:

- Electrically Isolated Heatsinking
- DBC Alumina (Al₂O₃) Insulator
- Copper Baseplate
- Low Thermal Impedance for Improved Current Capability
- UL Recognized (E78240)

Benefits:

- No Additional Insulation Components Required
- Easy Installation
- No Clamping Components Required
- Reduce Engineering Time

Ordering Information:

Select the complete nine digit module part number from the table below. Example: CD431690B is a 1600Volt, 90 Ampere Dual SCR Isolated POW-R-BLOK™ Module

Type	Voltage Volts (x100)	Current Amperes	Version
CD43	08	90	B
	12		
	14		
	16		
	18		

CD43 Outline Dimensions

Dimension	Inches	Millimeters
A	3.66	93
B	0.79	20
C	3.15	80
D	1.18	30
F	0.61	15.5
G	0.79	20
H	0.79	20
J	0.16	4
K	0.22	5.7
L	0.59	15
M	1.10	28
N	0.31	8
P	0.94	24
Q	1.16	29.4
S	0.11 x .03	2.8 x 0.8
T	0.25	6.4
U	M5	M5

Note: Dimensions are for reference only.

Applications:

- Bridge Circuits
- AC & DC Motor Drives
- Battery Supplies
- Power Supplies
- Large IGBT Circuit Front Ends
- Lighting Control
- Heat & Temperature Control
- Welders

Absolute Maximum Ratings

Characteristics	Conditions	Symbol		Units
Repetitive Peak Forward and Reverse Blocking Voltage		V_{DRM} & V_{RRM}	up to 1800	V
Non-Repetitive Peak Reverse Blocking Voltage (t < 5 msec)		V_{RSM}	$V_{RRM} + 100$	V
RMS Forward Current	180° Conduction, $T_C=84^\circ\text{C}$	$I_{T(RMS)}$	150	A
Average Forward Current	180° Conduction, $T_C=84^\circ\text{C}$	$I_{T(AV)}$	95	A
Peak One Cycle Surge Current, Non-Repetitive	60 Hz, 100% V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I_{TSM}	1570	A
	60 Hz, No V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I_{TSM}	1870	A
	60 Hz, No V_{RRM} reapplied, $T_j=25^\circ\text{C}$	I_{TSM}	2100	A
	50 Hz, 100% V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I_{TSM}	1500	A
	50 Hz, No V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I_{TSM}	1785	A
	50 Hz, No V_{RRM} reapplied, $T_j=25^\circ\text{C}$	I_{TSM}	2000	A
I^2t for Fusing for One Cycle, 8.3 milliseconds	8.3 ms, 100% V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I^2t	10,270	A ² sec
	8.3 ms, No V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I^2t	14,520	A ² sec
	8.3 ms, No V_{RRM} reapplied, $T_j=25^\circ\text{C}$	I^2t	18,300	A ² sec
	10 ms, 100% V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I^2t	11,250	A ² sec
	10 ms, No V_{RRM} reapplied, $T_j=125^\circ\text{C}$	I^2t	15,910	A ² sec
	10 ms, No V_{RRM} reapplied, $T_j=25^\circ\text{C}$	I^2t	20,000	A ² sec
Maximum Rate-of-Rise of On-State Current, (Non-Repetitive)	$T_j=125^\circ\text{C}$	di/dt	150	A/ μs
Operating Temperature		T_j	-40 to +125	°C
Storage Temperature		T_{stg}	-40 to +125	°C
Max. Mounting Torque, M5 Mounting Screw on Terminals			25	in.-Lb.
			3	Nm
Max. Mounting Torque, Module to Heatsink			44	in.-Lb.
			5	Nm
Module Weight, Typical			95	g
			3.35	oz.
V Isolation @ 25C	50 – 60 Hz, 1 minute	V_{rms}	3000	V
Circuit to base, all terminals shorted together	50 – 60 Hz, 1 second	V_{rms}	3500	V

Information presented is based upon manufacturers testing and projected capabilities. This information is subject to change without notice. The manufacturer makes no claim as to the suitability of use, reliability, capability, or future availability of this product.

Electrical Characteristics, $T_J=25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Max.	Units
Repetitive Peak Forward Leakage Current	I_{DRM}	Up to 1800V, $T_J=125^\circ\text{C}$		20	mA
Repetitive Peak Reverse Leakage Current	I_{RRM}	Up to 1800V, $T_J=125^\circ\text{C}$		20	mA
Peak On-State Voltage	V_{TM} / V_{FM}	$I_{TM} / I_{FM} = 300\text{A}$		1.65	V
Threshold Voltage, Low-level	$V_{(TO)1}$	$T_J = 125^\circ\text{C}$, $I = 16.7\% \times \pi I_{T(AV)}$ to $\pi I_{T(AV)}$		0.9	V
Slope Resistance, Low-level	r_{T1}			2.0	m Ω
Minimum dV/dt	dV/dt	$T_J=125^\circ\text{C}$, Up to 800V $T_J=125^\circ\text{C}$, 1200 - 1800V	500 1000		V/ μs V/ μs
Turn-Off Time (Typical)	t_{off}	$T_J = 25^\circ\text{C}$	40 - 100	(Typical)	μs
Gate Trigger Current	I_{GT}	$T_J=25^\circ\text{C}$, $V_D=6\text{V}$, Resistive Load		150	mA
Gate Trigger Voltage	V_{GT}	$T_J=25^\circ\text{C}$, $V_D=6\text{V}$, Resistive Load		3.0	Volts
Non-Triggering Gate Voltage	V_{GDM}	$T_J=125^\circ\text{C}$, $V_D=V_{DRM}$		0.25	Volts
Non-Triggering Gate Current	I_{GDM}	$T_J=125^\circ\text{C}$, $V_D=V_{DRM}$		6	mA
Holding Current	I_H	$T_J = 25^\circ\text{C}$		250	mA
Latching Current	I_L	$T_J = 25^\circ\text{C}$		600	mA

Thermal Characteristics

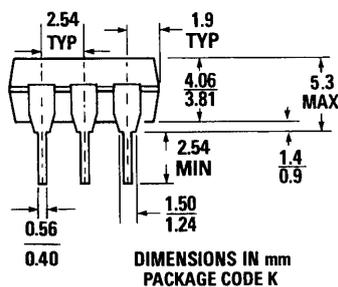
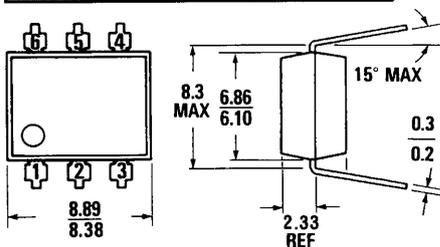
Characteristics	Symbol		Max.	Units
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta J-C}$	Per Module, both conducting	0.14	$^\circ\text{C/W}$
DC Operation		Per Junction, both conducting	0.28	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Case to Sink Lubricated	$R_{\theta C-S}$	Per Module	0.1	$^\circ\text{C/W}$



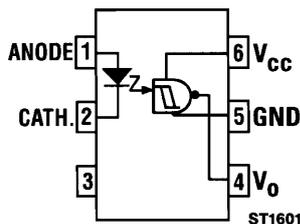
**MICROPROCESSOR COMPATIBLE GaAs
SCHMITT TRIGGER OPTOCOUPLERS**

H11L1 H11L2 H11L3

PACKAGE DIMENSIONS



ST1603A



Equivalent Circuit

DESCRIPTION

The H11L series has a medium-to-high speed integrated circuit detector optically coupled to a gallium-arsenide infrared emitting diode. The output incorporates a Schmitt trigger, which provides hysteresis for noise immunity and pulse shaping. The detector circuit is optimized for simplicity of operation and utilizes an open collector output for maximum application flexibility.

FEATURES

- High data rate, 1 MHz typical (NRZ)
- Free from latch up and oscillation throughout voltage and temperature ranges.
- Microprocessor compatible drive
- Logic compatible output sinks 16 mA at 0.4 V maximum
- Guaranteed on/off threshold hysteresis
- High common mode rejection ratio
- Fast switching: $t_r, t_f = 100$ ns typical
- Wide supply voltage capability, compatible with all popular logic systems
- Underwriters Laboratory (UL) recognized — file #E90700

APPLICATIONS

- Logic to logic isolator
- Programmable current level sensor
- Line receiver—eliminate noise and transient problems
- A.C. to TTL conversion—square wave shaping
- Digital programming of power supplies
- Interfaces computers with peripherals

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS	
TOTAL PACKAGE	DETECTOR
Storage temperature -55°C to 150°C	Power dissipation (at 25°C ambient) 150 mW
Operating temperature -55°C to 100°C	Derate linearly (above 25°C ambient) 2 mW/°C
Lead solder temperature 260°C for 10 sec	V_{AS} allowed range 0 to 16 V
INPUT DIODE	V_{ES} allowed range 0 to 16 V
Power dissipation (25°C ambient) 100 mW	I_L output current 50 mA
Derate linearly (above 25°C ambient) 1.33 mW/°C	
Continuous forward current 60 mA	
Peak forward current (1 μ s pulse, 300pps) 3 A	
Reverse voltage 6 V	



**MICROPROCESSOR COMPATIBLE GaAs
SCHMITT TRIGGER OPTOCOUPLEDERS**

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 0-70^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Specified)

INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS						
PARAMETER	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
INPUT DIODE						
Forward voltage	V_F		1.1	1.5	V	$I_F = 10 \text{ mA}$
	V_F	0.75	0.95		V	$I_F = 0.3 \text{ mA}$
Reverse current	I_R			10	μA	$V_R = 3 \text{ V}$
Capacitance	C_J			100	pF	$V = 0, f = 1 \text{ MHz}$
OUTPUT DETECTOR						
Operating voltage range	V_{CC}	3		15	V	
Supply current	$I_{E(ON)}$		1.0	5.0	mA	$I_F = 0, V_{CC} = 5 \text{ V}$
Output current, high	I_{OH}			100	μA	$I_F = 0, V_{CC} = V_O = 15 \text{ V}$

TRANSFER CHARACTERISTICS							
CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS	
Supply current	$I_{E(ON)}$		1.6	5	mA	$I_F = 10 \text{ mA}, V_{CC} = 5 \text{ V}$	
Output voltage, low	V_{OL}		0.2	0.4	V	$R_L = 270 \Omega, V_{CC} = 5 \text{ V}, I_F = I_{F(ON)} \text{ max.}$	
Turn-on threshold current	(H11L1)		$I_{F(ON)}$	1.0	1.6	mA	$R_L = 270 \Omega, V_{CC} = 5 \text{ V}$
	(H11L2)		$I_{F(ON)}$	6.0	10.0	mA	$R_L = 270 \Omega, V_{CC} = 5 \text{ V}$
	(H11L3)		$I_{F(ON)}$	3.0	5.0	mA	$R_L = 270 \Omega, V_{CC} = 5 \text{ V}$
Turn-off threshold current	$I_{F(OFF)}$	0.3	1.0		mA	$R_L = 270 \Omega, V_{CC} = 5 \text{ V}$	
Hysteresis ratio	$I_{F(OFF)}/I_{F(ON)}$	0.50	0.75	0.90		$R_L = 270 \Omega, V_{CC} = 5 \text{ V}$	

MODEL CL-25

Description:

The Model CL-25 is a closed loop Hall effect current sensor that accurately measures dc and ac currents and provides electrical isolation between the current carrying conductor and the output of the sensor.

Electrical Specifications

Nominal current (I_N)	25 Ampere turns rms
Measuring range *	0 to 36 Ampere turns (A.t.)
Sense resistor	<u>R. min.</u> <u>R. max.</u>
with ± 12 V at 25 A.t. peak	22 ohms 200 ohms
at 36 A.t. peak	22 ohms 140 ohms
with ± 15 V at 25 A.t. peak	100 ohms 320 ohms
at 36 A.t. peak	100 ohms 190 ohms
Nominal analog output current	25 mA
Turns ratio	1-2-3-4-5:1000
Overall accuracy at 25 °C and ± 12 V	$\pm 0.7\%$ of I_N
Overall accuracy at 25 °C and ± 15 V	$\pm 0.6\%$ of I_N
Supply voltage (Vdc)	± 12 to ± 15
Dielectric strength	between the current carrying conductor and the output of the sensor: 2.5 kV rms/50 Hz/1 min.

Accuracy-Dynamic Performance

	Typical	Max.
Zero current offset at 25 °C (± 15 V)	± 0.05 mA	± 0.15 mA
Residual current offset after an overload of $3 \times I_N$	± 0.05 mA	± 0.15 mA
Offset current temperature drift (± 15 V) (between 0 °C and +25 °C)	± 0.06 mA	± 0.25 mA
(between +25 °C and +70 °C)	± 0.1 mA	± 0.35 mA
Linearity	better than $\pm 0.2\%$	
Response time	less than 1 μ s	
di/dt accurately followed	better than 50 A/ μ s	
Bandwidth	0 to 150 kHz (-1 dB)	

General Information

Operating temperature	0 °C to +70 °C
Storage temperature	-25 °C to +85 °C
Current drain	10 mA (at ± 15 V) plus output current
Coil resistance	110 ohms (at 70 °C)
Package	Potted in flame retarded plastic case
Weight	22 grams
Mounting	Designed to mount directly on PCB via through hole connection pins
Output reference	To obtain a positive output on the terminal marked "OUT", current must flow from terminals 1,2,3,4 and 5 to terminals 10,9,8,7 and 6 (conventional flow)

- Notes:
- *The CL-25 offers a choice of 5 measuring ranges (refer to the back side of this sheet)
 - Plus and minus supply voltages must be within $\pm 5\%$ of each other
 - Contact F.W. Bell for other models

MODEL CL-50

The Model CL-50 is a closed loop Hall effect current sensor that accurately measures dc and ac currents and provides electrical isolation between the current carrying conductor and the output of the sensor.

Description:

Nominal current (I_N) 50 A rms
 Measuring range 0 to ± 70 A

Electrical Specifications

	at 70 °C		at 85 °C	
	R min.	R max.	R min.	R max.
Sense resistor				
with ± 12 V at ± 50 A peak	10 ohms	100 ohms	60 ohms	95 ohms
at ± 70 A peak	10 ohms	50 ohms	(± 60 A max.) * 60 ohms	60 ohms
with ± 15 V at ± 50 A peak	50 ohms	160 ohms	135 ohms	155 ohms
at ± 70 A peak	50 ohms	90 ohms	(± 55 A max.) * 135 ohms	135 ohms
Nominal analog output current	50 mA			
Turns ratio	1:1000			
Overall accuracy at 25 °C and ± 12 V	$\pm 0.9\%$ of I_N			
Overall accuracy at 25 °C and ± 15 V	$\pm 0.65\%$ of I_N			
Supply voltage (Vdc)	± 12 to ± 15			
Dielectric strength	between the current carrying conductor and the output of the sensor: 2 kV rms/50 Hz/1 min.			

Accuracy-Dynamic Performance

Zero current offset at 25 °C	± 0.2 mA max.	
Residual current offset after an overload of $3 \times I_N$	± 0.3 mA max.	
Offset current temperature drift (between 0 °C and +70 °C)	± 0.1 mA typical	± 0.5 mA max.
(between -25 °C and +85 °C)	± 0.1 mA typical	± 0.6 mA max.
Linearity	better than $\pm 0.15\%$	
Response time	less than 500 ns	
di/dt accurately followed	better than 200 A/ μ s	
Bandwidth	0 to 200 kHz (-1 dB)	

General Information

Operating temperature	-25 °C to +85 °C
Storage temperature	-40 °C to +90 °C
Current drain	10 mA (at ± 15 V) plus output current
Coil resistance	80 ohms (at 70 °C) 85 ohms (at +85 °C)
Package	flame retarded plastic case
Weight	18 grams
Mounting	Designed to mount directly on PCB via through hole connection pins.
Aperture size	0.500" x 0.276" (12.7 mm x 7 mm)
Output reference	To obtain a positive output on the terminal marked "OUT", aperture current must flow in the direction of the arrow (Conventional flow)

- Notes:**
- * Peak current at +85 °C
 - The temperature of the current carrying conductor should not exceed 90 °C
 - Plus and minus supply voltages must be within $\pm 5\%$ of each other
 - Contact F.W. Bell for other models

Due to continuous process improvement, specifications are subject to change without notice.





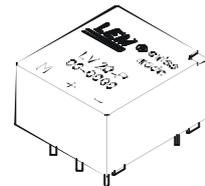
Voltage Transducer LV 20-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$			
				with $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	30
			@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	30	100	Ω
		with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	100	350	Ω
	@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	100	190	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	$\pm 12 \dots 15$	V			
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA			
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 1.1	%	
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5 \%)$	± 1.0	%	
e_L	Linearity		< 0.2	%	
I_O	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.10	± 0.30	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.14	± 0.40	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{P \max}$	40		μs	

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Optimized.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary

²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)

³⁾ A list of corresponding tests is available

BC327, BC327-16, BC327-25, BC327-40

Amplifier Transistors

PNP Silicon

Features

- These are Pb-Free Devices*

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	-45	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	-50	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	-5.0	Vdc
Collector Current - Continuous	I_C	-800	mAdc
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_D	1.5 12	W mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

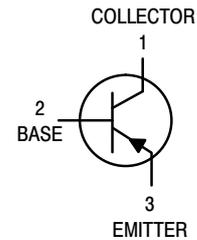
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.



ON Semiconductor®

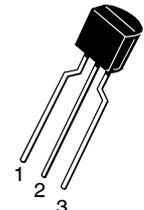
<http://onsemi.com>



TO-92
CASE 29
STYLE 17

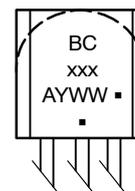


STRAIGHT LEAD
BULK PACK



BENT LEAD
TAPE & REEL
AMMO PACK

MARKING DIAGRAM



BCxxx = Device Code
A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
▪ = Pb-Free Package

(Note: Microdot may be in either location)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering, marking, and shipping information in the package dimensions section on page 4 of this data sheet.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

BC327, BC327-16, BC327-25, BC327-40

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS					
Collector-Emmitter Breakdown Voltage (I _C = -10 mA, I _B = 0)	V _{(BR)CEO}	-45	-	-	Vdc
Collector-Emmitter Breakdown Voltage (I _C = -100 μA, I _E = 0)	V _{(BR)CES}	-50	-	-	Vdc
Emmitter-Base Breakdown Voltage (I _E = -10 μA, I _C = 0)	V _{(BR)EBO}	-5.0	-	-	Vdc
Collector Cutoff Current (V _{CB} = -30 V, I _E = 0)	I _{CBO}	-	-	-100	nAdc
Collector Cutoff Current (V _{CE} = -45 V, V _{BE} = 0)	I _{CES}	-	-	-100	nAdc
Emmitter Cutoff Current (V _{EB} = -4.0 V, I _C = 0)	I _{EBO}	-	-	-100	nAdc

ON CHARACTERISTICS

DC Current Gain (I _C = -100 mA, V _{CE} = -1.0 V)	BC327 BC327-16 BC327-25 BC327-40	h _{FE}	100	-	630	-
			100	-	250	-
			160	-	400	-
			250	-	630	-
			40	-	-	-
(I _C = -300 mA, V _{CE} = -1.0 V)						
Base-Emmitter On Voltage (I _C = -300 mA, V _{CE} = -1.0 V)	V _{BE(on)}	-	-	-1.2	Vdc	
Collector-Emmitter Saturation Voltage (I _C = -500 mA, I _B = -50 mA)	V _{CE(sat)}	-	-	-0.7	Vdc	

SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

Output Capacitance (V _{CB} = -10 V, I _E = 0, f = 1.0 MHz)	C _{ob}	-	11	-	pF
Current-Gain - Bandwidth Product (I _C = -10 mA, V _{CE} = -5.0 V, f = 100 MHz)	f _T	-	260	-	MHz

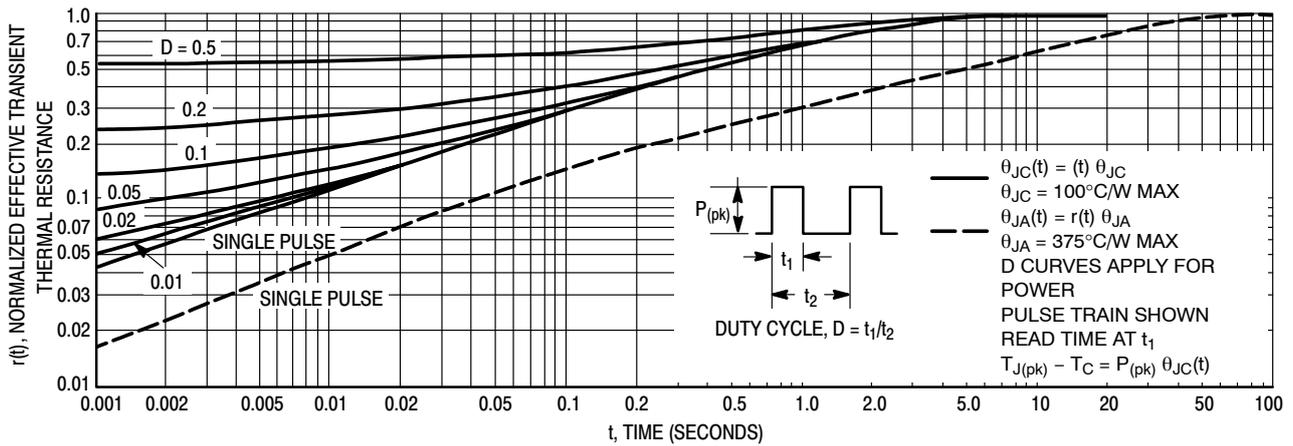


Figure 1. Thermal Response

BC327, BC327-16, BC327-25, BC327-40

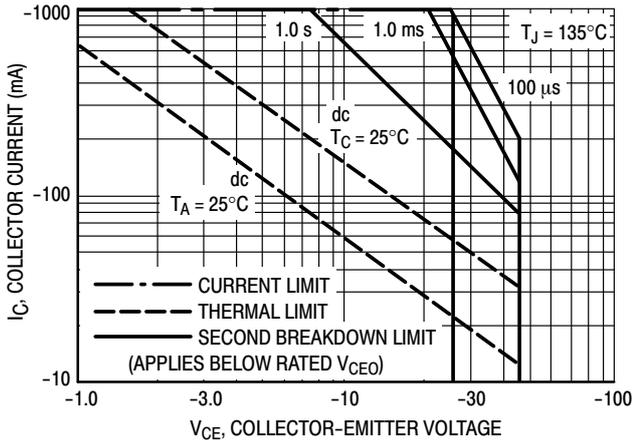


Figure 2. Active Region - Safe Operating Area

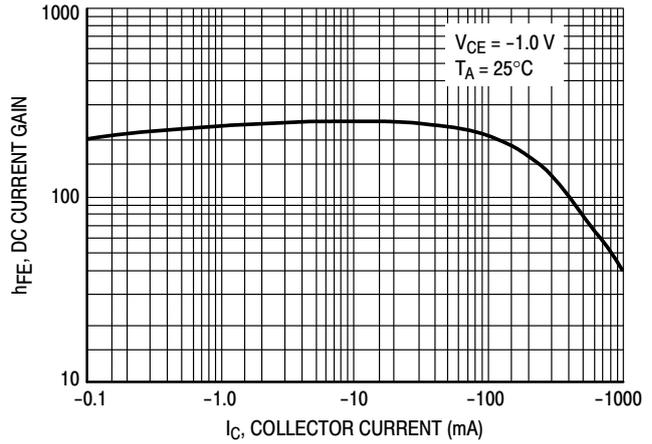


Figure 3. DC Current Gain

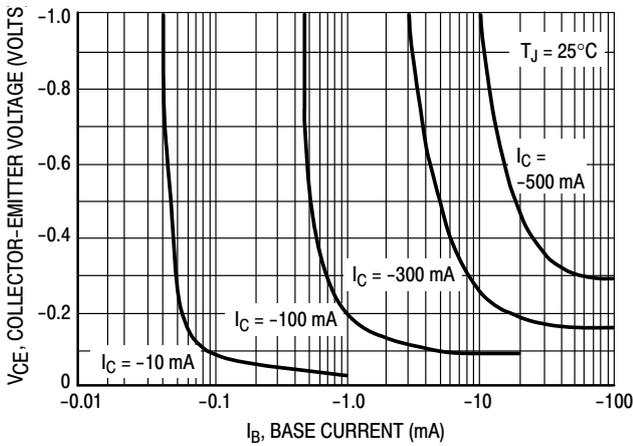


Figure 4. Saturation Region

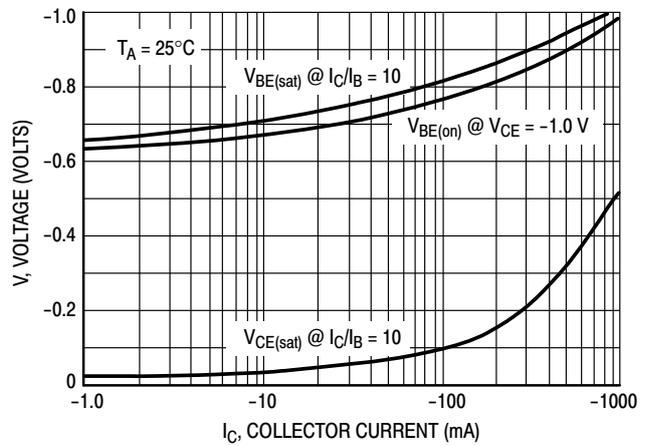


Figure 5. "On" Voltages

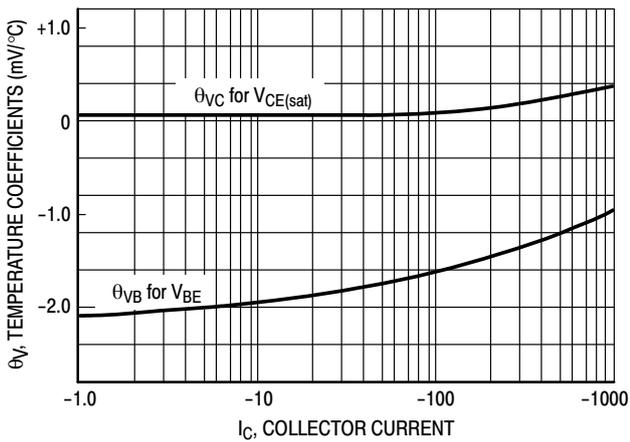


Figure 6. Temperature Coefficients

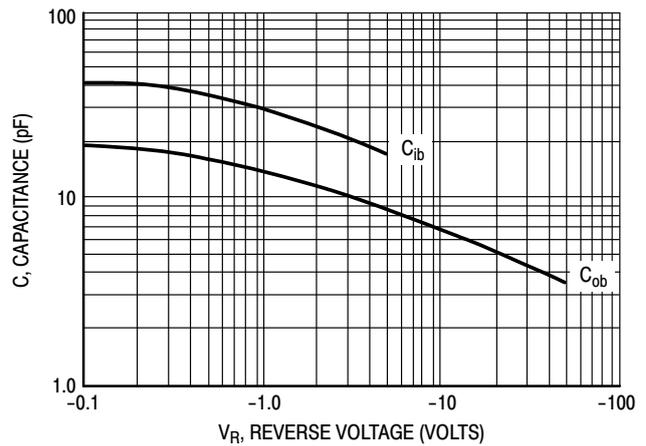
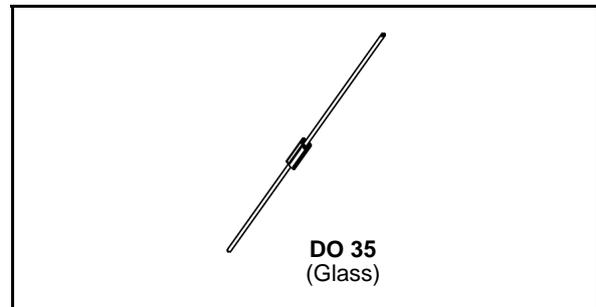


Figure 7. Capacitances

SMALL SIGNAL SCHOTTKY DIODE
DESCRIPTION

General purpose metal to silicon diode featuring very low turn-on voltage and fast switching.

This device has integrated protection against excessive voltage such as electrostatic discharges.


ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive Peak Reverse Voltage	100	V
I_F	Forward Continuous Current*	$T_a = 25^\circ\text{C}$ 100	mA
I_{FRM}	Repetitive Peak Forward Current*	$t_p \leq 1\text{s}$ $\delta \leq 0.5$ 350	mA
I_{FSM}	Surge non Repetitive Forward Current*	$t_p \leq 10\text{ms}$ 750	mA
P_{tot}	Power Dissipation*	$T_a = 95^\circ\text{C}$ 100	mW
T_{stg} T_j	Storage and Junction Temperature Range	- 65 to +150 - 65 to +125	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering during 10s at 4mm from Case	230	$^\circ\text{C}$

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Test Conditions	Value	Unit
$R_{th(j-a)}$	Junction-ambient*	300	$^\circ\text{C}/\text{W}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS
STATIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{BR}	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_R = 100\mu\text{A}$	100			V
V_F^{**}	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 1\text{mA}$		0.4	0.45	V
	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $I_F = 200\text{mA}$			1	
I_R^{**}	$T_j = 25^\circ\text{C}$			0.1	μA
	$T_j = 100^\circ\text{C}$			20	

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
C	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 1\text{V}$ $f = 1\text{MHz}$		2		pF

* On infinite heatsink with 4mm lead length

** Pulse test: $t_p \leq 300\mu\text{s}$ $\delta < 2\%$.

Figure 1. Forward current versus forward voltage at different temperatures (typical values).

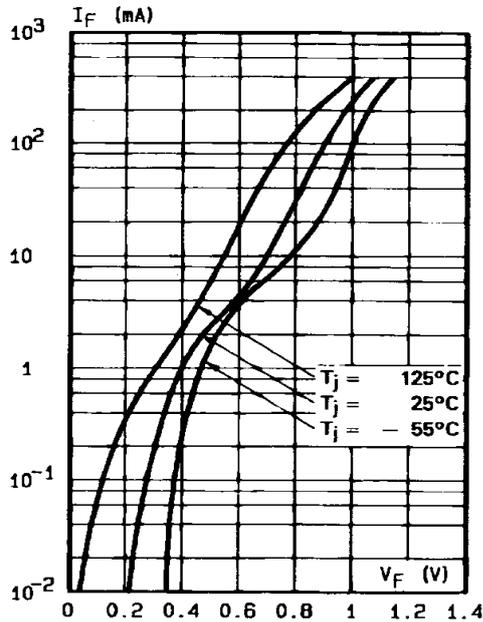


Figure 2. Forward current versus forward voltage (typical values).

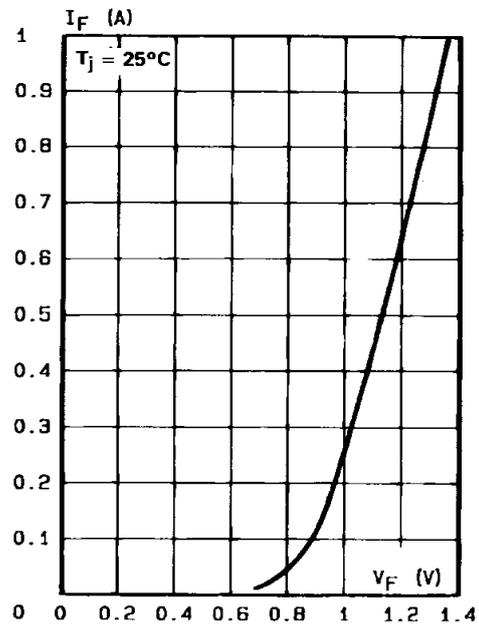


Figure 3. Reverse current versus junction temperature.

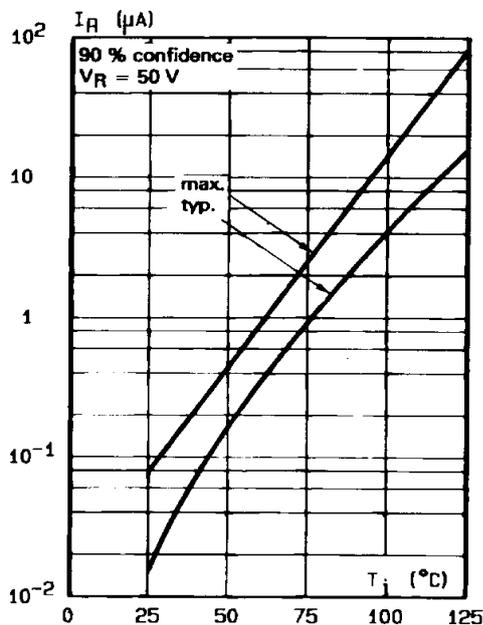
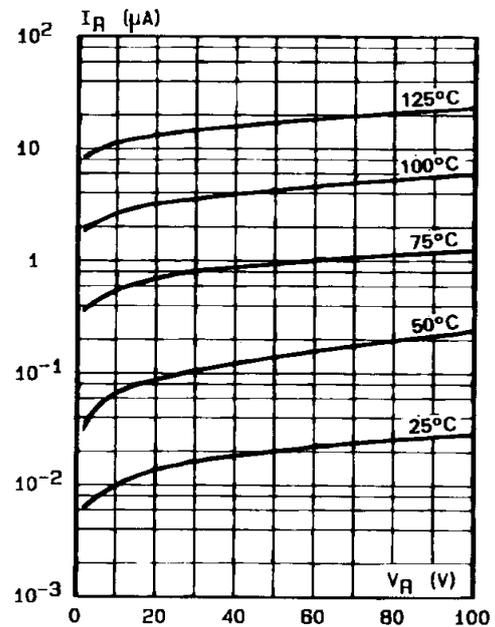


Figure 4. Reverse current versus continuous reverse voltage (typical values).





4.- Cables instalados al Aire Bajo Techo.

1) La expresión "al aire bajo techo" se aplica a montaje de cables unipolares, o conductores aislados, fijados directamente sobre paredes, sobre aisladores o colocados sobre bandejas perforadas, en ambientes cubiertos.

En las Tablas VI, VII, VIII y IX figuran las corrientes máximas admisibles en régimen permanente, para este tipo de cables, en condiciones normales de instalación.

2) Las condiciones normales de instalación se definen como uno a tres cables unipolares, o un cable bipolar o tripolar, instalados al aire, a una temperatura ambiente de 25 C y con material conductor de cobre.

3) Para el caso de conductores de aluminio, para determinar las corrientes admisibles se emplearán las Tablas VIII y IX.

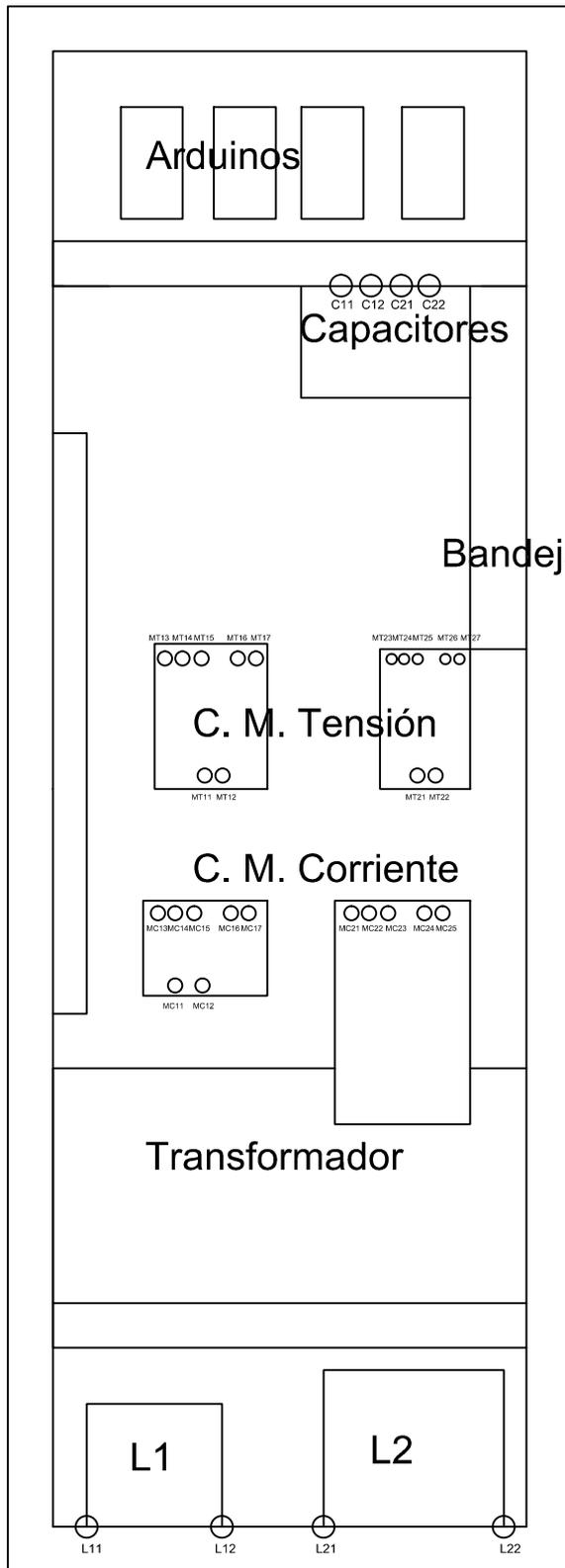
TABLA VI

Corriente admisible, en A, para cables con conductores de cobre aislados en PVC (Servicio Permanente) Temperatura ambiente 25 C

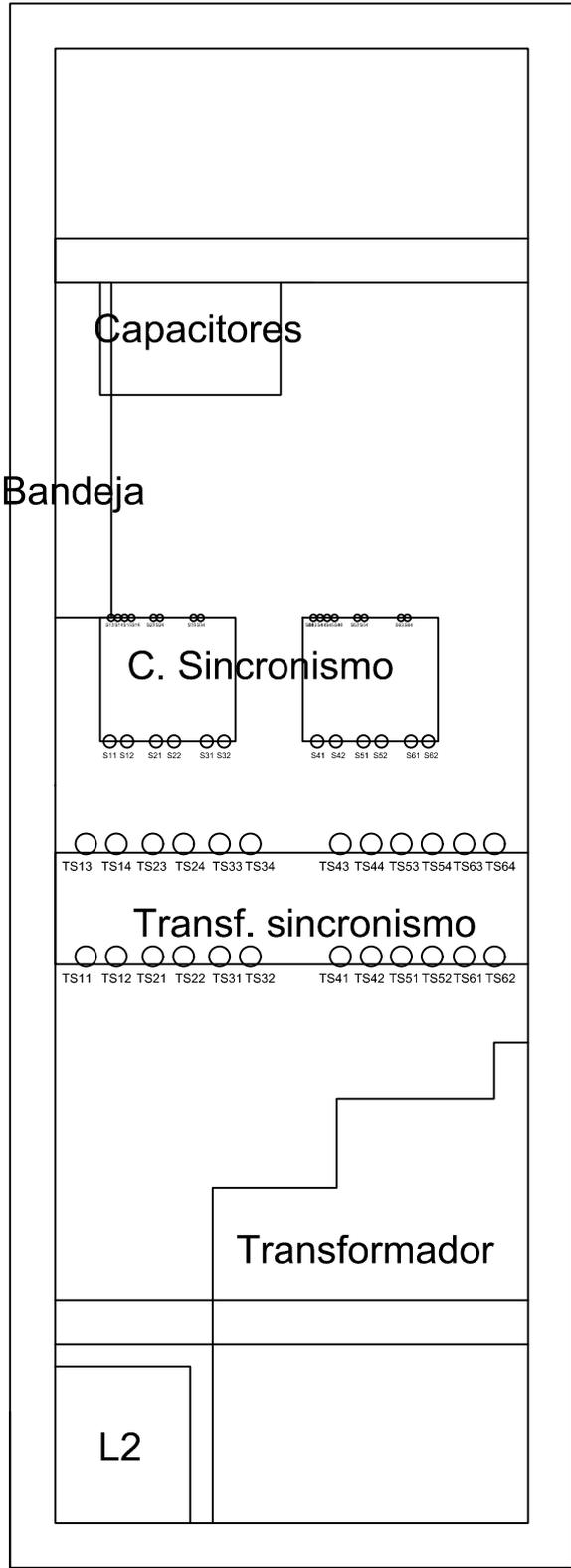
Sección Nominal mm ²	Conductor al aire libre PVC			
	Temperatura aire 25°C			
	2 unipolar	3 unipolar	1 bi polar	1 tri o trepolar
0,75	15	11	15	13
1	18	14	18	15
1,5	23	18	23	20
2	28	22	27	23
2,5	32	25	32	26
4	43	35	42	36
6	56	45	54	46
10	78	64	74	64
16	105	87	100	85
25	139	117	126	107
35	172	145	157	134
50	208	177	192	162
70	266	229	246	208
95	322	280	299	252
120	373	325	348	293
150	431	377	402	328
185	491	431	460	386
240	576	511	544	456
300	667	589	630	527
400	799	704	-	-
500	920	802	-	-
630	1065	907	-	-

A.4. Nomenclatura y planos de la estructura

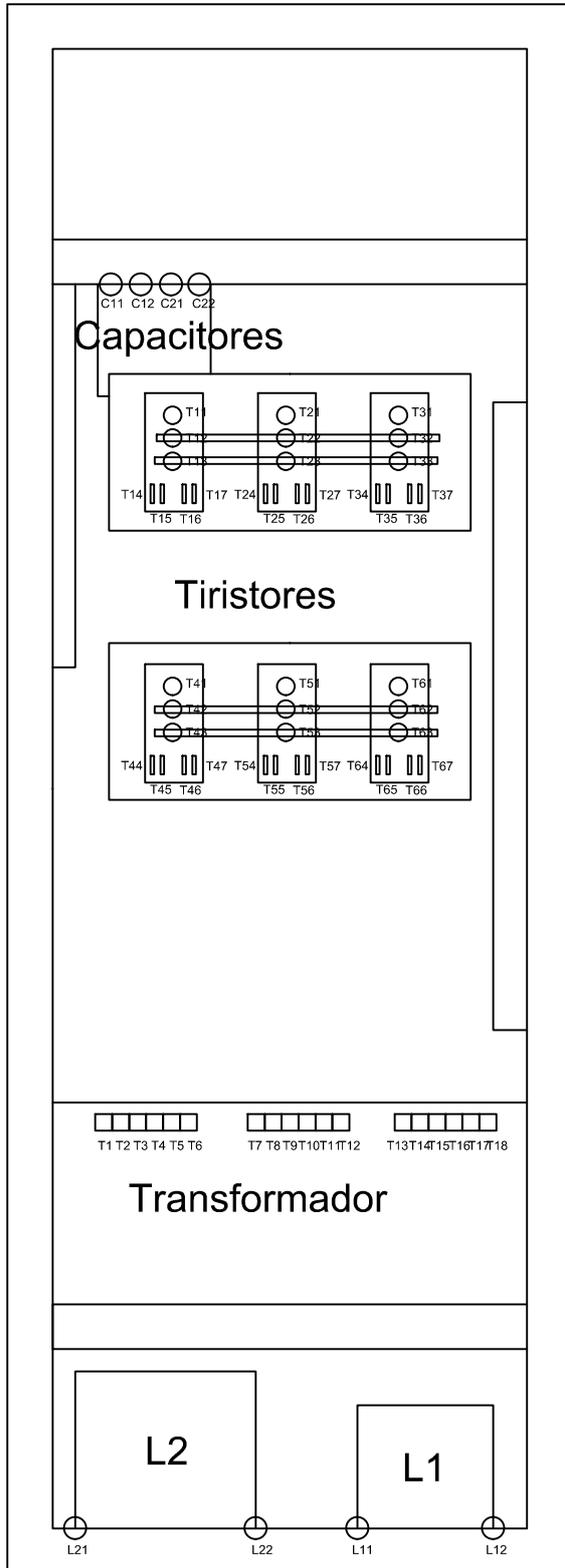
A continuación se presenta una planilla con los nombres de los terminales de cada circuito y componente, y los planos del equipo.



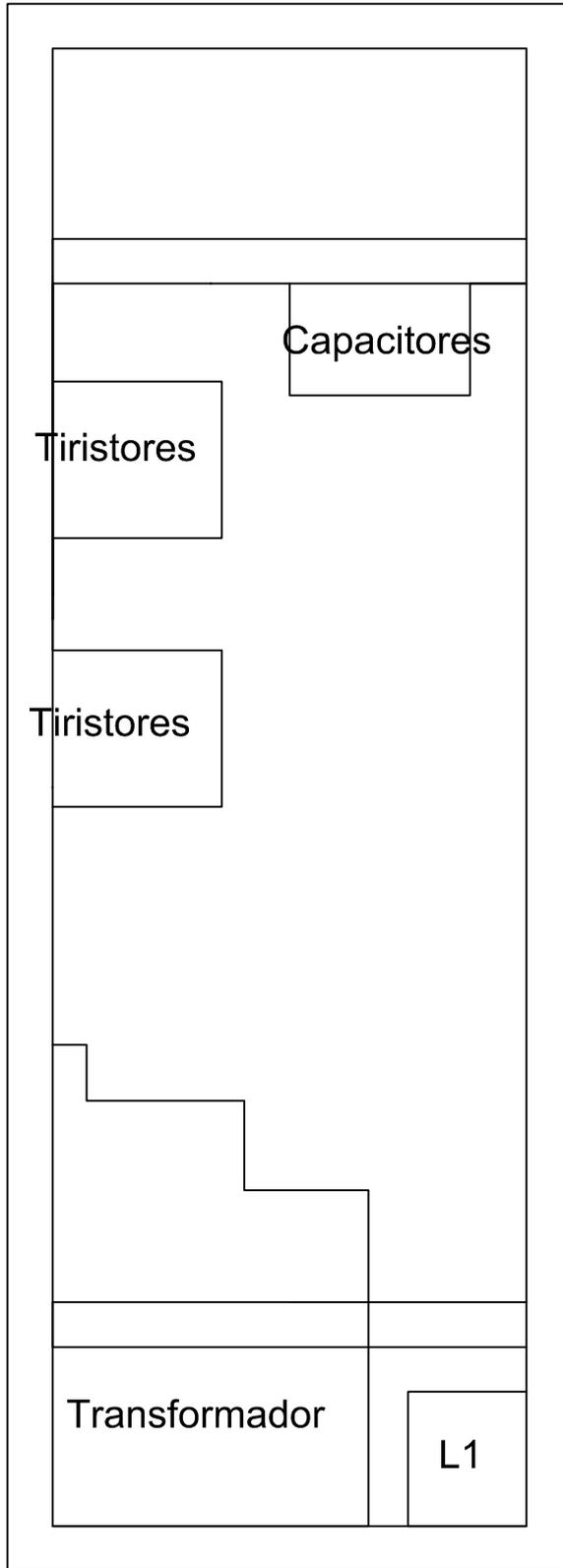
Proyecto:	Fuente TME2x6p2vf
Plano:	Vista Lateral
N hoja:	Estudiantes: Valentina Alba Nicole Cabot
1	



Proyecto:	Fuente TME2x6p2vf
Plano:	Vista Frontal
N hoja:	Estudiantes: Valentina Alba Nicole Cabot
2	

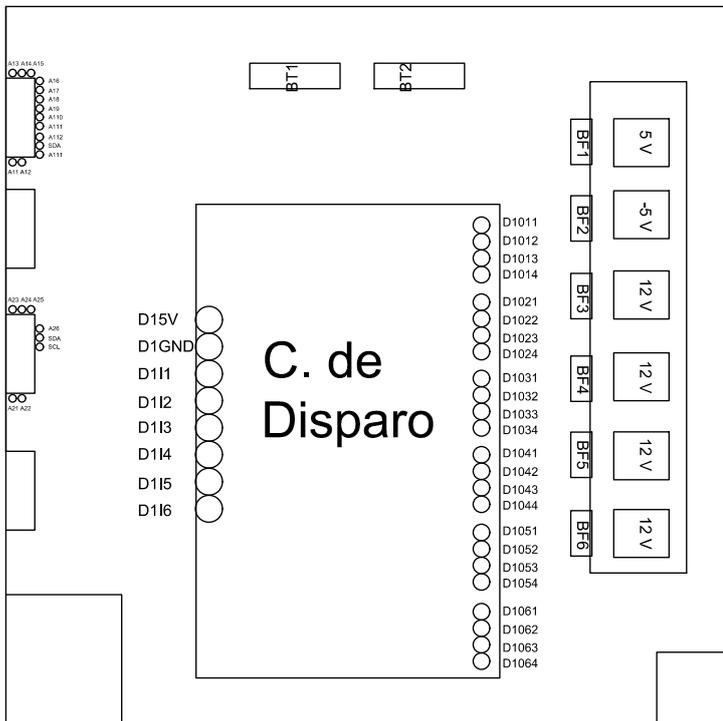


Proyecto:	Fuente TME2x6p2vf
Plano:	Vista Lateral
N hoja:	Estudiantes: Valentina Alba Nicole Cabot
3	



Proyecto:	Fuente TME2x6p2vf	
Plano:	Vista Posterior	
N hoja:	4	Estudiantes: Valentina Alba Nicole Cabot

Arduinos



Fuentes DC

Proyecto:	Fuente TME2x6p2vf
Plano:	Vista Superior
N hoja:	5
Estudiantes:	Valentina Alba Nicole Cabot

Referencias

- [1] <https://www.arduino.cc/>
- [2] MARTÍN REYES, MATÍAS IGLESIAS Y SANTIAGO SILVA, *Fuente TME*, Montevideo, Uruguay, 2014.
- [3] CÉSAR BRIOZZO Y VIRGINIA ECHINOPE, *Dispositivos Semiconductores para Electrónica de Potencia*, Montevideo, Uruguay, 2011.
- [4] Reglamento de Baja Tensión de UTE.
- [5] <https://heatscape.com/heatsink-calculator/>
- [6] WAKEFIELD - VETTE, *Heat sink design facts guidelines for thermal Analysis*
- [7] FACULTAD DE INGENIERÍA UDELAR, *Curso Instalaciones Eléctricas - Protección contra sobrecorrientes*
- [8] OGATA, KATSUHIKO - *“Ingeniería de Control Moderna”*, Tercera Edición, Pearson, México, 1997
- [9] COMMUNICATION SYSTEMS, *4ta edición. Bruce A. Carlson*
- [10] *ATmega640/1280/1281/2560/2561 datasheet*
- [11] <https://www.mathworks.com/products/matlab.html>
- [12] <https://www.mathworks.com/help/control/ref/controlsystemdesigner-app.html>
- [13] <https://www.mathworks.com/products/simulink.html>
- [14] <https://www.robotshop.com/community/forum/t/arduino-101-timers-and-interrupts/13072>

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de tablas

4.1. Datos e impedancias características del transformador.	26
4.2. Principales datos del modelo del tiristor.	26
4.3. Componentes del filtro LC.	26
4.4. Corriente admisible para conductores de cobre, aislados en PVC, unipolares y temperatura ambiente 25°C [4].	27
4.5. Valores de resistencias térmicas y temperaturas consideradas para los cálculos.	28
4.6. Resultados de la calculadora de disipadores.	30
5.1. Corrientes máximas y mínimas del diodo interno del H11L3.	35
5.2. Componentes del circuito de disparo.	37
5.3. Tabla con los componentes del diseño final del circuito de disparo.	39
5.4. Ensayo con carga de la fuente 5 V.	41
6.1. Componentes finales del circuito de sincronismo.	46
7.1. Componentes del circuito de medida de tensión.	53
7.2. Componentes del circuito de medida de corriente.	58
7.3. Pendientes teóricas y experimentales de los circuitos de medida.	60
8.1. Constantes del método de Ziegler-Nichols para representar distintos tipos de controladores.	66
10.1. Mediciones obtenidas en el ensayo del lazo abierto. $R = 45 \Omega$ y $U = 300 \text{ V}$	93
10.2. Resultados obtenidos del ensayo de precisión de voltaje.	96
10.3. Resultados obtenidos del ensayo de precisión de corriente.	99
10.4. Variación de magnitudes del control frente a entradas del usuario	101
A.1. Ensayos de los circuitos de medida de tensión y corriente para la fuente de 7 A.	115
A.2. Ensayo en los circuitos de medida.	116

Esta página ha sido intencionalmente dejada en blanco.

Índice de figuras

1.1. Diagrama de bloques de Fuente TME.	2
2.1. Polaridad y curva característica ideal del diodo.	5
2.2. Puente de diodos.	6
2.3. Tensiones de fase y tensiones U_a y U_b	7
2.4. Tensiones compuestas y tensión de salida U_d	7
2.5. Gráfico del cálculo de la integral.	8
2.6. Polaridad y curva característica del tiristor ideal [3].	8
2.7. Puente de tiristores.	9
2.8. Tensiones de fase y tensiones U_a y U_b	9
2.9. Tensiones compuestas y tensión de salida U_d	10
2.10. Tensiones de fase y tensiones U_a y U_b	11
2.11. Tensiones compuestas y tensión de salida U_d	11
2.12. Puente de tiristores con carga resistiva.	12
2.13. Transferencias con fuente de corriente ideal t con carga resistiva.	13
2.14. Puente de tiristores con filtro LC.	13
2.15. Puente de tiristores con carga LE.	14
2.16. Gráficos de U_d e I_d utilizando siempre un mismo α	14
2.17. Gráficos de U_d e I_d aumentando α respecto a su valor de régimen durante un tiempo limitado.	15
2.18. Circuito de conmutación entre T1 y T3.	16
2.19. Tensión y corriente por T_1 en su apagado.	17
2.20. Tensión y corriente por T_1 en su apagado utilizando un <i>snubber</i> de apagado.	17
3.1. Diagrama de bloques y señales.	20
3.2. Tensión de entrada y salida del circuito de sincronismo.	21
3.3. Tensión de una fase de salida del circuito de sincronismo (V_{in}) y tensión de salida de un pin de disparo del <i>Arduino</i> . (V_{out}).	22
3.4. Tensión de salida de un pin de disparo del <i>Arduino</i> (V_{in}) y tensión de salida para un tiristor del Circuito de Disparo (V_{out}) en circuito abierto.	22
3.5. Corriente de salida con la salida en cortocircuito.	23
4.1. Bloque de potencia.	25
4.2. Resistencias térmicas involucradas en el circuito módulo-disipador-ambiente.	28
4.3. Curvas B, C y D de los interruptores de riel [7].	32
5.1. Circuito de disparo de un tiristor.	34
5.2. Voltajes relevantes del circuito.	34
6.1. Circuito de sincronismo.	43

Índice de figuras

6.2. Voltajes relevantes del circuito.	44
6.3. If en función de Vf para distintas temperaturas.	45
6.4. Conexión triángulo/triángulo del transformador de potencia.	48
6.5. Conexión triángulo/estrella de los transformadores de sincronismo.	49
6.6. Relación entre la salida del transformador de potencia (líneas continuas) y los de sincronismo (líneas punteadas).	49
7.1. Circuito de medida de tensión.	52
7.2. Circuito de medida de corriente.	56
7.3. Ensayo circuito de medida de tensión.	61
7.4. Ensayo circuito de medida de corriente.	61
7.5. Ensayo circuito medida de tensión.	62
7.6. Ensayo circuito medida de corriente.	62
8.1. Cambio de control de voltaje a corriente ante una disminución de la resistencia de carga R. (V_p, I_p) representa el punto de operación, (V_{ref}, I_{ref}) el ingreso del usuario y ($V_{m\acute{a}x}, I_{m\acute{a}x}$) los rangos máximos.	65
8.2. Sistema realimentado clásico.	66
8.3. Diagrama de bloques del control por tensión.	67
8.4. Respuesta al escalón en V_{ref} del sistema realimentado.	68
8.5. Diagrama de bloques del control por corriente.	69
8.6. Respuesta al escalón en I_{ref} del sistema realimentado para el controlador 8.22	70
8.7. Respuesta al escalón en I_{ref} del sistema realimentado con el controlador 8.22	71
8.8. Sistema realimentado clásico.	71
8.9. Diagrama de bloques en tiempo continuo del sistema controlado por voltaje utilizando un controlador en tiempo discreto.	72
8.10. Respuesta al escalón en la entrada con un controlador proporcional unitario.	73
8.11. Respuesta al escalón en la entrada con el controlador final.	74
8.12. Linealización de la función coseno.	76
8.13. Diagrama de bloques del sistema en tiempo discreto para la corriente.	76
8.14. Respuesta al escalón en lazo cerrado para un controlador proporcional unitario.	78
8.15. Flujo del código de control en el Arduino.	80
9.1. Estructura metálica y disposición inicial de los componentes.	84
9.2. Montaje de los circuitos de señal.	87
9.3. Montaje de los <i>Arduinos</i>	88
9.4. Montaje de las fuentes de alimentación DC.	89
10.1. Voltaje (amarillo) y corriente (violeta) a la salida del puente de tiristores en conducción dicontinua con $\alpha = 80^\circ$, $R = 45 \Omega$ y $U = 90 V$. Escala temporal de 1 ms/div, escala del voltaje de 50 V/div y escala de corriente de 1 A/div.	92
10.2. Comparación entre la corriente por la inductancia (amarillo) y la salida del circuito de medida de corriente (violeta).	93
10.3. Formas de onda para los ángulos de disparo α de 30° , 45° , 60° y 80°	94
10.4. Forma de onda de la tensión sobre la resistencia de carga.	97
10.5. Formas de onda de tensión y corriente máxima a la salida del puente.	100
10.6. Variación del punto de operación al disminuir la resistencia de carga R. Se supone se parte de (V_{ref}, I_i) controlando por tensión y llega a (V_f, I_{ref}) controlando por corriente.	102

Índice de figuras

10.7. Variación del punto de operación al aumentar la resistencia de carga R. Se supone se parte de (V_i, I_{ref}) controlando por corriente y llega a (V_{ref}, I_f) controlando por tensión.	103
10.8. Respuesta transitoria frente a un escalón de tensión.	104
10.9. Respuesta transitoria frente a un escalón de corriente.	105
10.10 Respuesta transitoria de la corriente y tensión frente a un cambio en la resistencia de carga.	107
10.11 Voltaje de salida del puente de tiristores, escala de tensión 200 V/div, escala temporal de 1 ms/div.	108
10.12 Acercamiento de la figura anterior, escala de tensión 200 V/div, escala temporal de 25 us/div.	108
10.13 Voltaje de salida del puente de tiristores con <i>snubber</i> de apagado, escala de tensión de 200 V/div, escala temporal de 1 ms/div.	109
10.14 Acercamiento de la figura anterior, escala de tensión 200 de V/div, escala temporal de 50 us/div.	109

Esta es la última página.
Compilado el lunes 28 junio, 2021.
<http://iie.fing.edu.uy/>

Diseño, construcción e implementación final de una fuente auxiliar para el laboratorio de máquinas eléctricas

Valentina Alba
 Instituto de Ingeniería Eléctrica
 Facultad de Ingeniería, Universidad de la República
 Montevideo, Uruguay
 vale.alba24.va@gmail.com

Nicole Cabot
 Instituto de Ingeniería Eléctrica
 Facultad de Ingeniería, Universidad de la República
 Montevideo, Uruguay
 nicolecabotimperial@gmail.com

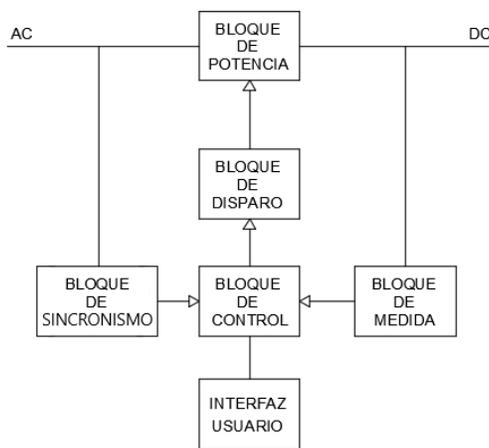


Figura 1. Esquema de bloques de cada una de las fuentes.

I. RESUMEN

Resumen—El objetivo del trabajo se basa en la construcción de una fuente de corriente continua para, entre otras aplicaciones, alimentar de forma controlada los bobinados de excitación de máquinas síncronas y máquinas de corriente continua de la Facultad de Ingeniería.

La fuente TME (Taller de Máquinas Eléctricas) está constituida internamente por dos fuentes DC de salidas independientes. La primera posee un rango de voltaje de salida [0 V, 300 V] y de corriente [0 A, 7 A], mientras que la segunda con rangos de [0 V, 300 V] y [0 A, 20 A].

En el transcurso del proyecto, se realizan varios ensayos para testear que el trabajo realizado respondiese de forma adecuada según lo deseado. Se ensaya el transformador de potencia, cada circuito por separado, varios circuitos en cadena y por último, el rectificador en lazo abierto y en lazo cerrado.

Se culmina con la fuente de [300 V, 7 A] y los componentes y diseños para la fuente de [300 V, 20 A]. Se concluye un funcionamiento adecuado pero con lugar a mejoras en cuanto a la estabilidad y seguridad del dispositivo.

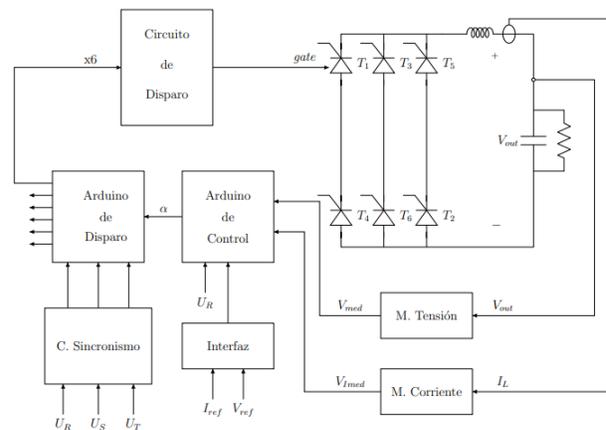


Figura 2. Relación entre los bloques que componen el rectificador.

II. INTRODUCCIÓN

Para poder desarrollar el dispositivo se parte de un bosquejo inicial de cada sección necesaria llegando finalmente al diagrama de bloques de la figura 2.

El núcleo del proyecto para la rectificación de corriente es el puente de tiristores.

II-A. Tiristores

El tiristor es un semiconductor con un comportamiento muy similar al diodo. Para $U_{AK} < 0$ el tiristor se encuentra en zona de bloqueo inverso y para $U_{AK} > 0$ en zona de bloqueo directo. Solamente entra en conducción cuando $U_{AK} > 0$ y además, se aplica una corriente I_G entre el *gate* y el cátodo lo suficientemente grande como para prenderlo (corriente mínima especificada en *datasheets*), acción que se denomina *disparar*. En conducción, la tensión $U_{AK} = V_T$, valor proporcionado por el fabricante. La figura 3 muestra al tiristor con sus terminales y la tensión en bornes.

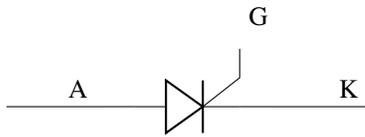


Figura 3. Esquema de un tiristor.

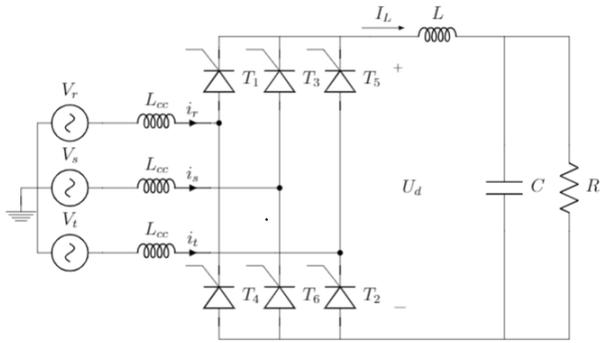


Figura 4. Puente de tiristores con filtro LC y resistencia de carga R.

II-B. Puente de tiristores

La figura 4 presenta el puente de tiristores junto al filtro L-C y resistencia de carga R.

Considerando el voltaje en conducción del tiristor V_T , las resistencias en los conductores y la reactancia X_{CC} se tiene la siguiente tensión media de salida del puente:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}U \cos \alpha}{\pi} - \frac{3(X_{CC})I_d}{\pi} - RI_d - 2V_t \quad (1)$$

El parámetro α refiere al tiempo (transformado a ángulo) que se demora en disparar el tiristor desde su instante de conmutación natural (cuando U_{AK} se hace positivo).

III. DESCRIPCIÓN DEL TRABAJO

Luego de diseñar cada circuito pertenecientes a los bloques de la figura 2, se lo graba en placas PCB y luego se lo ensaya sólo y en conjunto con otros. La lógica de la fuente se programa en placas *Arduino* cuyo correcto funcionamiento también se comprueba mediante ensayos simulando los escenarios posibles de trabajo.

Para mantener los valores de corriente o tensión requeridos a la salida de la fuente, se implementa un control en una placa *Arduino*. Con el estado de las variables de salida y un ingreso de tensión y corriente del usuario, el control determina el ángulo de disparo que luego es utilizado por el bloque de disparo para efectivamente encender los tiristores. Este último bloque incluye un *Arduino* que contiene la programación necesaria para determinar los tiempos de actuación de cada tiristor, y el circuito de disparo que se encarga efectivamente de disparar cada tiristor. El circuito de sincronismo provee a los *Arudinos* de una referencia de red, adaptada al voltaje máximo que estas placas soportan.

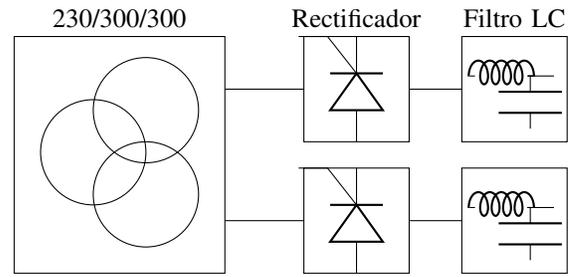


Figura 5. Bloque de potencia.

IV. BLOQUE DE POTENCIA

La figura 5 presenta el circuito de potencia que consta de los siguientes componentes:

- Transformador trifásico de tres arrollamientos.
- Rectificador con disipadores para los tiristores.
- Filtro L-C.
- Protecciones: llave termomagnética y fusibles.

El transformador trifásico de configuración Ddd se encarga de elevar la tensión de la red a 300 V y proveer de ailiación al dispositivo.

El rectificador consta de tres módulos de dos tiristores *POWEREX CD43_90*, junto a los disipadores para cada módulo. Dichos disipadores se diseñan para lograr mantener una temperatura en régimen en dichos semiconductores adecuada según sus *datasheets*.

El filtro L-C se elige de forma tal que su frecuencia de corte se encuentre una década por debajo de los 300 Hz (frecuencia de la tensión y corriente a la salida del puente).

V. BLOQUE DE SINCRONISMO

El circuito de sincronismo tiene como función generar ondas cuadradas a partir de la red trifásica. Dichas ondas se utilizan como referencia para que el *Arduino* de Disparo pueda generar las señales de disparo de los tiristores. Se tiene un circuito de sincronismo por cada fase.

El sincronismo consta de tres transformadores monofásicos, uno por cada fase; le sigue un amplificador operacional OP07 funcionando como comparador y a la salida un diodo y una resistencia para generar una rectificación de media onda de la señal. Los tres transformadores monofásicos son de muy baja potencia y de 230/30 V. En las entradas V_+ y V_- del operacional se tienen un par de diodos en antiparalelo para limitar la tensión diferencial a la tensión de conducción de ± 0.7 V.

En la figura 6 se muestra el esquema de cada circuito.

Para una señal de entrada V_{in} de 30 V impuesta por el secundario del transformador de sincronismo, el diodo D_1 se halla en estado de conducción. En estas condiciones, D_1 queda a una tensión de +0,7 V y el amplificador operacional satura a +5 V. El diodo D_3 se halla bloqueado por lo que la tensión de salida es 5 V.

En caso contrario, cuando la tensión de entrada es -30 V, el diodo D_2 se halla en estado de conducción, por lo que la

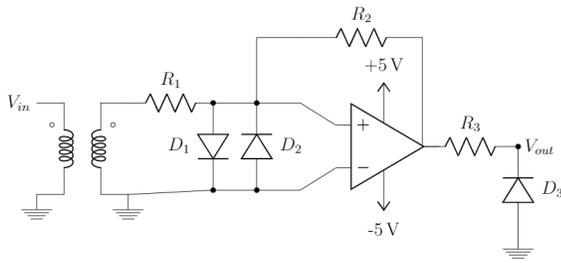


Figura 6. Circuito de sincronismo.

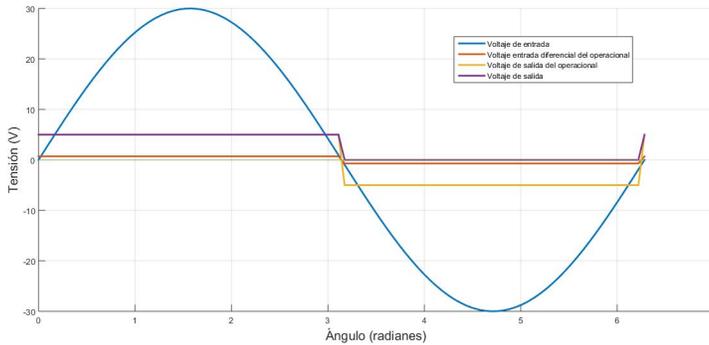


Figura 7. Voltajes relevantes del circuito.

tensión diferencial del operacional es negativa. El amplificador satura a -5 V y el diodo D_3 se halla en conducción por lo que la tensión de salida es 0 V. La figura 7 presenta las tensiones mencionadas.

VI. BLOQUE DE MEDIDA

El bloque de medida comprende los circuitos implementados para escalar el voltaje de salida del filtro LC y la corriente por la inductancia a una tensión entre 0 V y 5 V capaz de ser interpretada por el *Arduino*, para luego emplearse en funcionalidades del control.

VI-A. Medida de Tensión

El circuito consta de un transductor de voltaje seguido de un amplificador operacional y un filtro RC.

La corriente primaria requerida por el transductor es generada a través de la tensión de salida en el condensador C del filtro de potencia junto con una resistencia de entrada. La corriente secundaria del transductor junto con una resistencia generan la tensión de entrada del amplificador operacional en configuración no inversora. Luego, la tensión resultante es filtrada por un circuito RC. Además, en paralelo al condensador del filtro RC se tiene un Zener para evitar sobretensiones en el *Arduino*. En la figura 8 se muestra el circuito de medida de tensión.

VI-B. Medida de Corriente

El circuito de Medida de Corriente se encarga de escalar la corriente por la inductancia a una señal interpretable por el

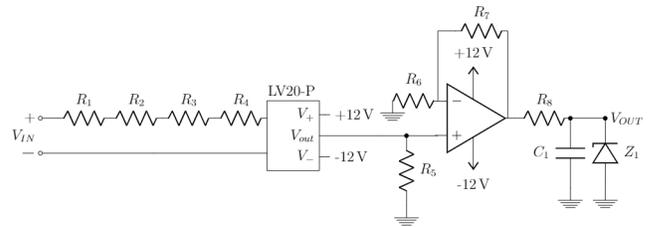


Figura 8. Circuito de medida de tensión.

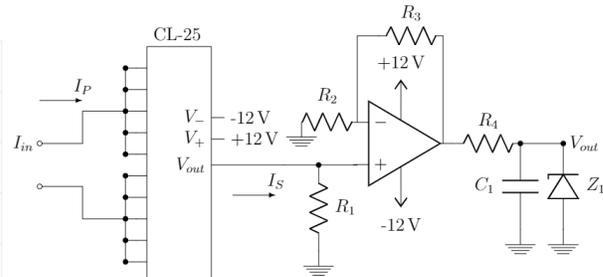


Figura 9. Circuito de medida de corriente.

Arduino, para luego emplearse en funcionalidades del control de corriente.

La corriente por la inductancia circula por un sensor de corriente de efecto Hall CL-25, cuya corriente nominal primaria es 25 A y corriente nominal secundaria 25 mA. El CL-25 provee aislación galvánica entre el circuito de potencia y el circuito de electrónica. La corriente secundaria del sensor junto con una resistencia generan la tensión de entrada del amplificador operacional en configuración no inversora. Luego, la tensión resultante es filtrada por un filtro RC. Además, en paralelo al condensador del filtro RC se tiene un Zener para evitar sobretensiones en el *Arduino*. En la figura 9 se presenta el circuito de medida de corriente.

VII. ARDUINO DE CONTROL

El *Arduino* de Control comprende toda la lógica encargada de controlar el sistema en voltaje o corriente.

Sus entradas son el ingreso del usuario (voltaje y corriente), la salida de los circuitos de medida de tensión y corriente y una fase de la salida del circuito de sincronismo. Su salida es el ángulo de disparo que se envía al *Arduino* de Disparo.

La implementación de un control por voltaje y corriente que trabajen en paralelo es uno de los requerimientos para el diseño de la fuente. Analizando la figura 10 es posible entender mejor esta afirmación.

Si inicialmente se controla por tensión, la máquina fija el voltaje de salida en el valor ingresado por el usuario V_{REF} y la corriente queda determinada por la ley de Ohm según la resistencia impuesta.

En esta situación, ante un aumento de la carga (disminución de la resistencia), la corriente podría superar I_{ref} . La máquina debe empezar a controlar por corriente, imponiendo el valor

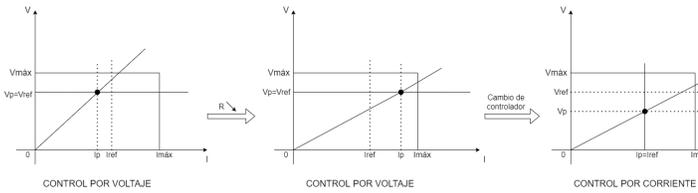


Figura 10. Cambio de control de voltaje a corriente ante una disminución de la resistencia de carga R . (V_p, I_p) representa el punto de operación, (V_{ref}, I_{ref}) el ingreso del usuario y $(V_{m\acute{a}x}, I_{m\acute{a}x})$ los rangos máximos.

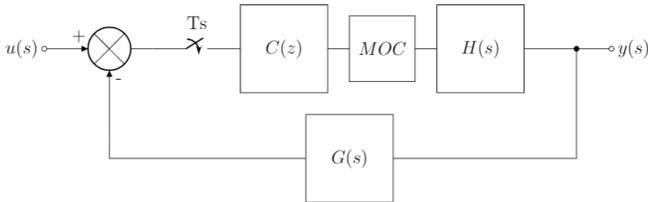


Figura 11. Sistema realimentado. $C(z)$ representa al controlador en tiempo discreto.

ingresado I_{ref} con un voltaje determinado por esta y R . Un razonamiento análogo describe el cambio de control de corriente a voltaje.

Ante un par (V_{ref}, I_{ref}) , se impone el funcionamiento inicial del controlador que determina un menor voltaje (o corriente). Por ejemplo, si se ingresa $(V_{ref}, I_{ref})=(270\text{ V}, 2\text{ A})$ teniendo una resistencia de carga $R = 45\ \Omega$, se controla por corriente pues $2\text{ A} \times 45\ \Omega < 270\text{ V}$ (o pensándolo por corriente porque $2\text{ A} < \frac{270\text{ V}}{45\ \Omega}$).

Se diseñan por separado los controladores por voltaje y por corriente partiendo de las reglas de *Ziegler-Nichols* en un sistema como el de la figura 11. El diseño del controlador por tensi3n resulta apropiado en la práctica mientras que el de corriente presenta inestabilidades y lentitud no adecuadas para lo requerido, el controlador por corriente se determina finalmente a base de prueba y error.

Se llega a:

$$u(k) = u(k-1) + 1,253e(k) + 2,083e(k-1) + 0,395e(k-2) \quad (2)$$

para el control por tensi3n y

$$u(k) = u(k-1) + 2e(k) \quad (3)$$

para el control por corriente.

Se implementan ambas ecuaciones en un mismo *Arduino*.

Se define el intervalo de control como el tiempo entre dos envíos de α consecutivos. Se define el tiempo de este intervalo, por desconocimiento inicial del tiempo necesario para procesar las medidas y realizar los cálculos y para tener una sincronizaci3n con la red, con una duraci3n de 40 ms.

Cada 40 ms, se envía el α calculado 40 ms antes y se define uno nuevo como el máximo de los ángulos determinados por la

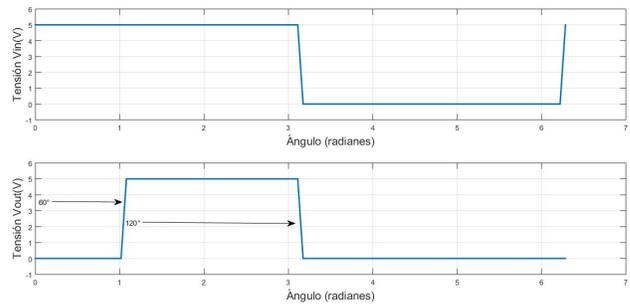


Figura 12. Tensi3n de una fase de salida del circuito de sincronismo (V_{in}) y tensi3n de salida de un pin de disparo del *Arduino* (V_{out}).

ecuaci3n recursiva de tensi3n y corriente. Se calcula la salida del controlador por tensi3n considerando la medida actual como la adquirida en ese instante, y la salida del controlador por corriente considerando la medida actual como un promedio de las medidas adquiridas desde 10 ms antes a ese instante. Para mejorar la rapidez del pasaje entre los controladores, se elige que ambos compartan el mismo $u(k-1)$ y mantener ambos ángulos cercanos entre sí todo el tiempo.

VIII. ARDUINO DE DISPARO

El *Arduino* de Disparo tiene como funci3n sensar la red e indicar el momento de actuaci3n de los tiristores.

Su entrada son las tres tensiones de salida del circuito de sincronismo y el ángulo de disparo proveniente del *Arduino* de Control. Su salida son seis pulsos hacia el Circuito de Disparo indicándole el momento de actuar.

Se trabaja con dos tipos de interrupciones, una dada por la detecci3n de flancos en los pines de entrada (las tres salidas del circuito de sincronismo) y otra determinada por temporizadores. A partir de los cruces por cero de las salidas del sincronismo, que determinan totalmente los instantes de conmutaci3n natural de los tiristores, se activa determinado contador con un número de cuentas equivalente al ángulo α . Cuando el temporizador culmina sus cuentas, se genera una interrupci3n en la que se levanta la tensi3n del pin de salida correspondiente al tiristor y se lo mantiene en alto durante 120°.

En la figura 12 se representa una entrada del bloque de sincronismo y un pin de salida con α de 60°.

IX. CIRCUITO DE DISPARO

El objetivo del bloque de disparo es recibir pulsos de entrada del *Arduino* de Disparo y a partir de estos generar la corriente necesaria para activar cada tiristor.

Su entrada son seis pulsos provenientes del *Arduino* de Disparo que denotan el tiempo de conducci3n de cada tiristor y su salida son esos mismos pulsos escalados para proveer de la corriente necesaria para los disparos.

El esquema del circuito se representa en la figura 13, el PCB tiene grabado seis de estos circuitos, uno para cada tiristor.

Cuando $V_{control}$ es 0 V, el transistor NPN se encuentra en zona de corte. Como consecuencia, la salida del optocoplador

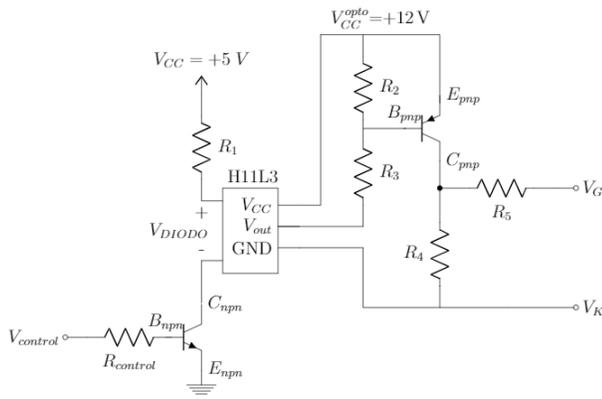


Figura 13. Circuito de disparo de un tiristor.

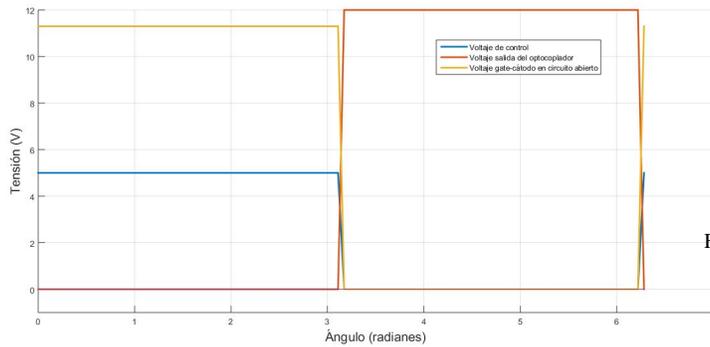


Figura 14. Voltajes relevantes del circuito.

es V_{CC} , y el PNP tampoco conduce. En estas condiciones, la tensión sobre R_4 es nula y por lo tanto, la corriente a través de R_5 y la tensión V_{GK} también.

Por el contrario, cuando la señal de control es 5 V, el NPN conduce, lo cual genera que la tensión de salida del optocoplador sea GND. En estas condiciones, el transistor PNP se encuentra en zona de saturación y entrega la corriente necesaria al tiristor. Una explicación más detallada se presenta en la próxima sección. La figura 14 presenta las tensiones recientemente descritas.

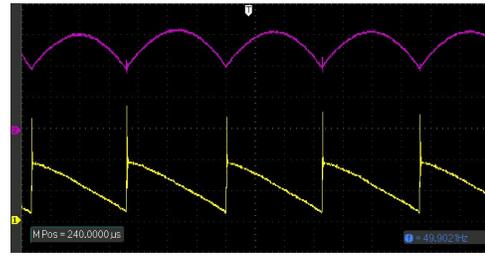
X. ENSAYOS

Una vez montados todos los circuitos y componentes en la estructura y de haber hecho todos los conexiones involucrados, se procede a ensayar los el dispositivo en lazo abierto y en lazo cerrado.

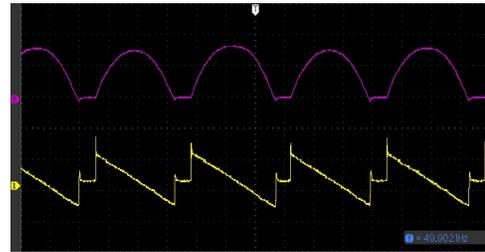
Como ejemplo la figura 15 presenta la tensión a la salida del puente (amarillo) y la corriente por la inductancia (violeta) para un ángulo de 80° y 45° .

X-1. Ensayos del control de tensión: Se ensaya el control de tensión del lazo cerrado en tres etapas:

- Variando el voltaje de referencia ingresado por el usuario.
- Variando la entrada de alterna con el regulador de voltaje.



(a) Forma de onda de tensión y corriente para α igual a 45° , escala de tensión de 200 V/div, escala de corriente de 2 A/div, escala temporal de 1 ms/div.



(b) Forma de onda de tensión y corriente para α igual a 80° en conducción discontinua, escala de tensión de 200 V/div, escala de corriente de 1 A/div, escala temporal de 1 ms/div.

Figura 15. Formas de onda para los ángulos de disparo α de 45° y 80° .

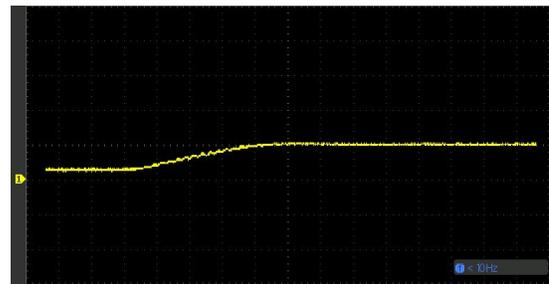


Figura 16. Respuesta de la tensión frente a un escalón de tensión de 50 V a 200 V, escala de tensión 200 de V/div, escala temporal de 500 ms/div.

- Variando la resistencia de carga.

En términos generales, ante variaciones del voltaje de referencia v_{ref} el sistema responde variando el ángulo de forma adecuada, resultando en un voltaje de salida cercano al objetivo, es decir, al aumentar v_{ref} , α disminuye y viceversa.

Al variar el voltaje de la red o la carga, el control responde con una variación del ángulo de disparo de tal forma de mantener el voltaje de salida constante. De esta forma, el control converge a un ángulo deseado para mantener la tensión de referencia ingresada. Para generarse un cambio de tensión de salida, se necesita un nuevo ingreso de voltaje de referencia.

Se presenta como ejemplo en la figura 16 el transitorio de 50 V a 200 V con una resistencia de carga de 45Ω .

En conclusión, el control funciona adecuadamente para las

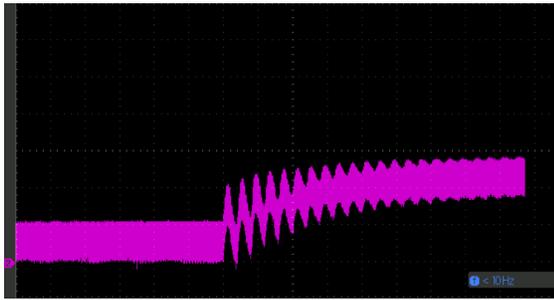


Figura 17. Respuesta de la corriente frente a un escalón de corriente de 2 A a 7 A, escala de corriente de 2,5 A/div, escala temporal de 250 ms/div.

aplicaciones previstas del convertidor.

No presenta oscilaciones ni cambios bruscos en sus transitorios, lo cual es importante porque podría generar daños en la carga y en los circuitos internos. Por otro lado, se comprueba su satisfactoria rapidez a partir de las respuestas escalón presentadas.

X-2. Ensayos del control de corriente: A lo largo de la puesta en marcha del control de corriente se prueban una variedad de controladores en sus distintas formas. Por diversas razones se descartan al no comportarse de forma deseada.

Como consecuencia de diversas pruebas experimentales, se obtiene un controlador que logra tener una buena convergencia para determinadas condiciones de operación, pero un comportamiento oscilatorio para otras. Además, no posee la velocidad deseada para una rápida convergencia hacia el valor ingresado por el usuario. Finalmente, se decide implementar este control ya que no se encuentra una solución que sea estable y más rápida al mismo tiempo.

La figura 17 presenta la respuesta transitoria del sistema ante un cambio en la corriente ingresada por el usuario (2 A a 7 A), siempre controlando por corriente. La salida adquirida es la visualización de la corriente por la inductancia, usando una resistencia de carga de 18 Ω .

En esta ocasión, se observan oscilaciones en la respuesta transitoria, pero estas no son producto del control, sino de la presencia del filtro L-C. El período de las oscilaciones es de aproximadamente unos 125 ms, período similar al de la frecuencia del filtro L-C (122,7 ms).

Del control de corriente se concluye que, si bien cumple su cometido (converge en régimen al valor esperado), lo hace con transitorios importantes frente a la magnitud de la corriente en régimen, frente a escalones de carga y de referencia, y pasajes en escalón entre estados del sistema (controlado por tensión y por corriente). Además, presenta oscilaciones en estos transitorios debidas al filtro L-C y a imperfecciones en el diseño del control.

En régimen, aparecen perturbaciones aleatorias y de menor amplitud que las que se observan en los transitorios, se supone que surgen debido al control pero no se descarta que exista un problema de ruido.

XI. CONCLUSIONES

Como producto final, se tiene un dispositivo que genera el voltaje y corriente ingresado por el usuario, con mayor estabilidad en tensión. Se cumplen los requerimientos de diseño para la fuente de [300 V, 7 A], es decir, se cubre todo el rango de funcionamiento con un equipo que responde correctamente al ingreso de datos y cambios en la carga.

Se cumplieron las distintas etapas previstas del proyecto. Primero se diseñaron y fabricaron los circuitos de electrónica: sincronismo, medida y disparo, y se eligieron las fuentes de alimentación de todos estos. Luego, se diseñó el montaje de todos los componentes en la estructura y con esto, todas las decisiones sobre cómo adherirlos a ella. Se definieron los conductores y terminales, y se conectaron todos los bloques entre sí con identificaciones incluidas.

Se verificó la utilidad de los componentes de potencia ya presentes en el taller y se diseñaron los faltantes, como los disipadores de los tiristores y las protecciones asociadas.

Luego se programaron ambos *Arduinos*, trabajo que implicó un estudio a fondo de dichas placas programables, especialmente de sus temporizadores e interrupciones, y la comunicación entre ellas. Se empezó con el diseño de un pseudocódigo que luego dió lugar a un programa de control y disparo de los tiristores.

A lo largo del proyecto, se ensayaron los circuitos de electrónica individualmente y luego en cadena con el agregado de los *Arduinos*. Y se culminó con el ensayo de lazo abierto y lazo cerrado del rectificador completo.

A partir de los ensayos, se concluye un correcto diseño de los circuitos de señal y una buena protección de estos al aislarlos de los bloques de potencia.

Respecto al dispositivo completo, las pruebas de funcionamiento permiten observar las formas de onda esperadas y salidas acordes a lo requerido por el usuario.

Se logra un control por tensión estable y sin sobretiros importantes, adecuado a los requerimientos del rectificador, mientras que el control por corriente, a pesar de cumplir su cometido, presenta perturbaciones en régimen en la corriente.

Además de no llegar a un control por corriente óptimo, no se logra un dispositivo indiferente al ruido.

Por otro lado, a pesar de tener construidos y montados los circuitos de señal y los componentes de potencia para la fuente de [300 V, 20 A], no se realizaron los cableados de sus bloques ni se ensayó el funcionamiento en lazo abierto y cerrado del dispositivo completo.

A futuro se busca el diseño de un control por corriente más dinámico y estable, y un dispositivo menos propenso al ruido y a interferencias electromagnéticas.

Se busca emprolijar la estructura para hacerla más segura para el manejo estudiantil, impidiendo así el contacto involuntario con superficies activas.

Se dejan a disposición de la facultad los diseños, circuitos y demás componentes para una posible futura construcción de la fuente de [300 V, 20 A].

REFERENCIAS

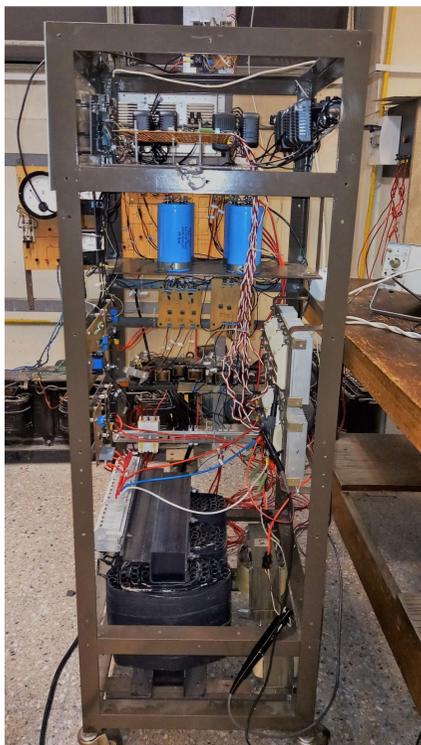
- [1] VALENTINA ALBA Y NICOLE CABOT, *Diseño, construcción e implementación final de una fuente auxiliar para el laboratorio de máquinas eléctricas*, Facultad de Ingeniería UdelaR, Montevideo, Uruguay, 2021.

Diseño, construcción e implementación final de una fuente auxiliar para el laboratorio de máquinas eléctricas

Alba Valentina

Cabot Nicole

IIE - Facultad de Ingeniería - UdelaR - 2021



Características generales

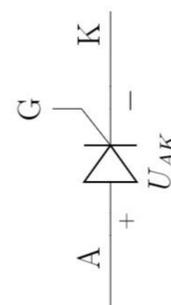
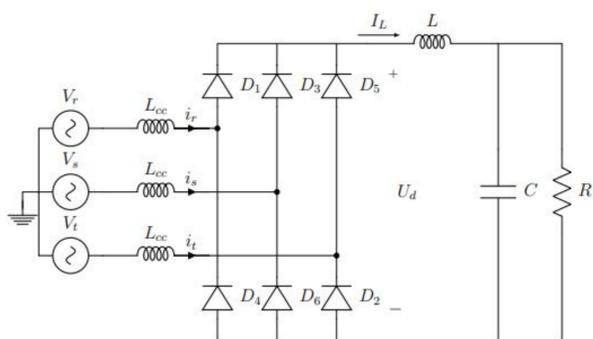
El proyecto consiste en la elaboración de un convertidor rectificador de corriente con dos salidas de continua de [300 V, 7 A] y [300 V, 20 A], para uso estudiantil en la Facultad de Ingeniería de UdelaR. Este convertidor tiene como finalidad alimentar máquinas síncronas y máquinas de corriente continua.

El equipo se divide en una sección de potencia y otra de señal. El bloque de potencia consiste en un transformador de potencia, puente de tiristores y un filtro LC encargado de filtrar las altas frecuencias. El bloque de señal involucra varios sub-bloques para poder llevar adelante el control en lazo abierto y cerrado del dispositivo.

A lo largo del proyecto, se fabrican y montan cada uno de los componentes en una estructura y se ensayan las distintas partes para comprobar el buen funcionamiento del dispositivo.

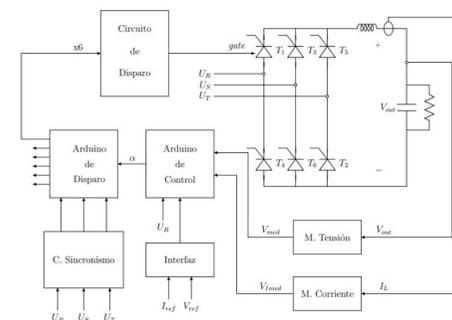
Puente rectificador

El principal componente para la rectificación de la corriente es el puente de tiristores. Este permite obtener una tensión y corriente de salida de frecuencia 300 Hz con un valor de continua determinable por el usuario a partir de un parámetro alfa. Su funcionamiento se basa en que los puntos de conmutación natural de los tiristores están dados por la red trifásica que los alimenta. Se requiere de un circuito auxiliar para encender el tiristor en tiempo y duración adecuada.



Relación entre bloques

Para mantener los valores de corriente o tensión requeridos a la salida de la fuente, se implementa un control en una placa Arduino. Con el estado de las variables de salida y un ingreso de tensión y corriente del usuario, el control determina el ángulo de disparo que luego es utilizado por el bloque de disparo para efectivamente encender los tiristores. Este último bloque incluye un Arduino que contiene la programación necesaria para determinar los tiempos de actuación de cada tiristor, y el circuito de disparo que se encarga efectivamente de disparar.



Conclusiones

Como producto final, se tiene un dispositivo que genera el voltaje y corriente ingresado por el usuario, con mayor estabilidad en tensión. Se cumplen los requerimientos de diseño para la fuente de [300 V, 7 A], es decir, se cubre todo el rango de funcionamiento con un equipo que responde correctamente al ingreso de datos y cambios en la carga.

Se cumplieron las distintas etapas previstas del proyecto: el diseño, construcción, montaje y ensayos de los distintos circuitos por separado y en cadena hasta llegar al dispositivo final.

